



T.C.
TOKAT GAZİOSMANPAŞA ÜNİVERSİTESİ
LİSANSÜSTÜ EĞİTİM ENSTİTÜSÜ
ELEKTRİK ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI
ELEKTRİK ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ YÜKSEK LİSANS PROGRAMI

FİNFET TRANSİSTÖRLERDE İNTERMODÜLASYON
DİSTORSİYON ANALİZİ

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Abdulsamet YURTSEVEN

Danışman: Doç. Dr. Levent GÖKREM

TOKAT- 2025

ETİK SÖZLEŞME

Tokat Gaziosmanpaşa Üniversitesi Lisansüstü Eğitim Enstitüsü tez yazım kılavuzuna göre, Doç.Dr Levent Gökrem danışmanlığında hazırlamış olduğum “FinFET Transistörlerde İntermodülasyon Distorsiyon Analizi” adlı Yüksek Lisans tezinin bilimsel etik değerlere ve kurallara uygun, özgün bir çalışma olduğunu, aksinin tespit edilmesi halinde her türlü yasal yaptırımını kabul edeceğimi beyan ederim.

04/12/2025

Abdulsamet YURTSEVEN

JÜRİ KABUL VE ONAY SAYFASI

Abdulsamet YURTSEVEN tarafından hazırlanan “**FinFET Transistörlerde İntermodülasyon Distorsiyon Analizi**” adlı tez çalışmasının savunma sınavı 04.12.2025 tarihinde yapılmış olup aşağıda verilen Jüri tarafından Oy Birliği ile Tokat Gaziosmanpaşa Üniversitesi Lisansüstü Eğitim Enstitüsü Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı’nda Yüksek Lisans Tezi olarak kabul edilmiştir.

Jüri Üyeleri (Unvanı, Adı Soyadı)

İmzası

Üye (Danışman): Doç.Dr.Levent GÖKREM

.....

Üye (Başkan): Doç.Dr. Abdullah Hakan YAVUZ

.....

Üye: Dr. Öğretim Üyesi Haydar YANIK

.....

ONAY

...../...../.....

Lisansüstü Eğitim Enstitüsü Müdürü

TEŞEKKÜR

Tez çalışmamın başından sonuna kadar özveri ile çalıştığım her aşamada bilgi, deneyim ve emekleri ile yanımda olan kıymetli danışman hocam Doç. Dr. Levent GÖKREM'e, tüm bölüm hocalarıma, İntermodülasyon Distorsiyonu Analizi konusunda desteklerini esirgemeyen Bilgisayar Donanımı Anabilimdalı hocam Prof. Dr. Remzi YILDIRIM'a, çok teşekkür ederim. Ayrıca şimdiye kadar beni hep destekleyen sevgili aileme ve arkadaşlarıma da teşekkürlerimi borç bilirim.



ÖZET

FİN FET TRANSİSTÖRLERDE İNTERMODÜLASYON DİSTORSİYON ANALİZİ

Yurtseven, Abdulsamet

Yüksek Lisans, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Tez Danışmanı: Doç. Dr. Levent GÖKREM

Ocak 2025, x + 68 sayfa

Bu tez çalışmasında, nano boyutlu yarı iletken teknolojisinin önemli bir bileşeni olan FinFET (Fin Field Effect Transistor) transistörlerde intermodülasyon distorsiyonu incelenmiştir. İntermodülasyon distorsiyonu, özellikle analog ve RF (radyo frekansı) uygulamalarda, sistem doğrusal olmaktan çıktığında ortaya çıkan ve girişte bulunmayan istenmeyen frekans bileşenlerinin oluşmasına neden olan bir bozulma türüdür. Bu bozulma, sinyal bütünlüğünü düşürerek sistem performansını ciddi şekilde etkileyebilir. Çalışmada, FinFET'in küçük sinyal eşdeğer devresi modellenmiş ve bu model üzerinden ikinci ve üçüncü dereceden intermodülasyon ürünleri analiz edilmiştir. Elde edilen model, çeşitli parametreler (g_m , C_{gs} , R_{ds} vb.) üzerinden doğrusal olmayan davranışları temsil edecek şekilde detaylandırılmıştır. Sistemin teorik analizinde Maple 2018 yazılımı kullanılarak Volterra serilerinin sembolik türevleri çıkarılmış, birinci (H_1), ikinci (H_2) ve üçüncü derece (H_3) transfer fonksiyonları analitik olarak elde edilmiştir. Maple'in sembolik hesaplama kabiliyeti sayesinde, FinFET'in doğrusal olmayan davranışını belirleyen gm_1 , gm_2 , gm_3 , C_{gs2} , C_{gs3} gibi yüksek mertebe türevleri içeren çekirdekler açık formda ifade edilmiş, böylece intermodülasyon distorsiyonunun temel kaynakları matematiksel olarak ortaya konmuştur. Bu sonuçlar, hem teorik modelin doğrulanması hem de cihazın nonlinear karakteristiklerinin açıklanması için temel bir referans oluşturmıştır. Elde edilen bulgular, FinFET'lerde intermodülasyon distorsiyonunun özellikle yüksek frekanslarda belirgin hale geldiğini ve tasarım sırasında bu etkilerin göz önünde bulundurulması gerektiğini göstermektedir. Bu tez, FinFET teknolojisinin RF ve analog devrelerde kullanımına yönelik tasarım kriterlerinin geliştirilmesine katkı sağlamayı amaçlamaktadır.

Anahtar Kelimeler: FinFET, İntermodülasyon Distorsiyonu, Doğrusal Olmayan Sistemler, Volterra Serisi, Küçük Sinyal Eşdeğer Devresi, Analog/RF Devreler, Üçüncü Derece Distorsiyon, Transfer Fonksiyonu

ABSTRACT

ANALYSIS OF INTERMODULATION DISTORTION IN FINFET TRANSISTORS

Yurtseven, Abdulsamet

Master's Thesis, Electrical-Electronic Engineering

Advisor: Asc. Prof. Dr. Levent GOKREM

January 2025, x + 68 pages

This thesis investigates intermodulation distortion (IMD) in FinFET (Fin Field Effect Transistor) devices, which are fundamental components of modern nanoscale semiconductor technology. IMD arises when multiple frequency components interact within a nonlinear system, generating unwanted spectral products that degrade signal integrity in analog and RF applications. Such distortion can significantly limit the performance of high-frequency electronic systems. A detailed small-signal equivalent circuit model of the FinFET was developed to examine second- and third-order intermodulation mechanisms. The model includes intrinsic device parameters such as transconductance (g_m), parasitic capacitances (C_{gs} , C_{gd}), and channel resistance (R_{ds}), enabling accurate representation of nonlinear device behavior. To analytically characterize these nonlinearities, the Volterra series expansion method was applied. Using Maple 2018, first-, second-, and third-order transfer functions (H_1 , H_2 , H_3) were derived symbolically, allowing explicit extraction of higher-order nonlinear kernels including g_{m1} , g_{m2} , g_{m3} , C_{gs2} , and C_{gs3} . These expressions establish a rigorous mathematical basis for identifying the dominant contributors to IMD in FinFET devices. Simulation studies conducted in Multisim and MATLAB/Simulink were used to validate the analytical findings over various frequency and amplitude levels. The results show that IMD becomes increasingly significant at higher frequencies, emphasizing the need to account for nonlinear distortion effects in the design of FinFET-based analog and RF circuits. Overall, this thesis advances the understanding of nonlinear behavior in FinFETs and provides modeling insights that support the optimization of next-generation high-frequency circuit designs.

Keywords: FinFET, Intermodulation Distortion (IMD), Nonlinear Systems, Volterra Series, Small-Signal Equivalent Circuit, Analog/RF Circuits, Third-Order Distortion, Transfer Function

İÇİNDEKİLER

ETİK SÖZLEŞME.....	i
JÜRİ KABUL VE ONAY SAYFASI.....	ii
TEŞEKKÜR.....	iii
ÖZET	iv
ABSTRACT.....	v
İÇİNDEKİLER	vi
TABLolar LİSTESİ.....	viii
ŞEKİLLER LİSTESİ	ix
SİMGELER ve KISALTMALAR	x
1. GİRİŞ.....	1
2. LİTERATÜR ÖZETİ	5
3. KURAMSAL TEMELLER.....	7
3.1. Yarı İletkenlerin Tarihçesi ve Fiziksel Özellikleri.....	7
3.2 Diyot Teknolojisinin Evrimi	8
3.2.1 Kristal dedektörler çağı (1900-1940)	8
3.2.2 Katıhal devrimi (1940-1950).....	9
3.2.3 Silikon çağı (1950-1980).....	9
3.2.4 Modern nanoteknoloji dönemi (1980-Günümüz).....	9
3.3 Transistörler	10
3.3.1 Bipolar jonksiyon transistörler (BJT).....	10
3.3.2 Alan etkili transistörler (FET)	11
3.4 Elektronik Devrelerde Doğrusalsızlık.....	17
3.4.1 Doğrusal olmayan kondüktans ve transkondüktans	18
3.4.2 Doğrusal olmayan kapasitans.....	21
3.4.3 Doğrusal olmayan direnç	22
4. MATERYAL VE YÖNTEM	24
4.1 Kullanılan FinFET Küçük Sinyal Modeli	24
4.2 Volterra Serisi Yaklaşımının Kuramsal Temelleri.....	25
4.2.1 Frekans alanında volterra serisi ve harmonik analiz	26
4.2.2 Volterra çekirdeklerinin yorumu ve elektronik devrelere uygulanması.....	27
4.2.3 Volterra serisinin uygulama alanları ve avantajları.....	29
4.3 Doğrusal Olmayan Devre Elemanlarının Modellenmesi	30
4.4 Giriş Sinyali Tanımı ve Çok Tonlu Uygulama Senaryosu.....	30
4.5 Üçüncü Derece Transfer Fonksiyonunun Elde Edilmesi (H_3)	32

4.5.1 Lineer transfer fonksiyonu $H_1(\omega)$	33
4.5.2 İkinci derece volterra çekirdeği $H_2(\omega_1, \omega_2)$	33
4.5.3 Üçüncü derece volterra çekirdeği $H_3(\omega_1, \omega_2, \omega_3)$	34
4.6 Üçüncü Dereceden IMD Analizi ve Volterra Uygulaması	34
4.6.1 Transfer fonksiyonunun üçüncü dereceye kadar açılımı	37
5. BULGULAR VE TARTIŞMA.....	40
5.1. Volterra Çekirdek Fonksiyonları (H_1, H_2, H_3) ve Frekans Tepkileri.....	41
5.1.1 10 Finger değeri için volterra çekirdekleri frekans tepkileri	41
5.1.2 30 Finger değeri için volterra çekirdekleri frekans tepkileri	43
5.1.3 50 Finger değeri için volterra çekirdekleri frekans tepkileri	45
5.1.4 80 Finger değeri için volterra çekirdekleri frekans tepkileri	48
5.2 Farklı Finger Değerlerinde FinFET IMD Analizi.....	51
5.2.1 10 Finger değeri için FinFET IMD ₁ IMD ₂ VE IMD ₃ analizi.....	52
5.2.2 30 Finger değeri için FinFET IMD ₁ IMD ₂ VE IMD ₃ analizi.....	55
5.2.3 50 Finger değeri için FinFET IMD ₁ IMD ₂ VE IMD ₃ analizi.....	57
5.2.4 80 Finger değeri için FinFET IMD ₁ IMD ₂ VE IMD ₃ analizi.....	59
5.2.5. Farklı finger sayılarındaki IMD analizlerinin genel karşılaştırması	61
6. SONUÇ.....	63
7. KAYNAKÇA	65

TABLÖLAR LİSTESİ

Çizelge 4.1. – Üç tonlu giriş altında IMD ve harmonik frekans bileşenleri	36
Çizelge 4.1. (Devam) Üç tonlu giriş altında IMD ve harmonik frekans bileşenleri	37
Çizelge 5.1. Farklı finger sayılarına göre IMD analizi başlangıç genlikleri.....	61



ŞEKİLLER LİSTESİ

Şekil 3.1. Hibrid π tipi JFET küçük sinyal eşdeğer devresi (Leach, 2008)	12
Şekil 3.2. Hibrid T tipi JFET küçük sinyal eşdeğer devresi (Leach, 2008).....	12
Şekil 3.3. MOSFET transistör yüksek frekans küçük sinyal eşdeğer devresi (Sedra ve Smith, 2014).....	13
Şekil 3.4. MESFET intrinsic devre elemanları (Lau, 1997)	13
Şekil 3.5. GaN HEMT modeli (Fager ve ark., 2011).....	14
Şekil 3.6. FinFET eşdeğer devre modeli (Crupi ve ark., 2008).....	15
Şekil 3.7. NQS iki kapılı TFET eşdeğer devresi (HunJung ve ark., 2019).....	15
Şekil 3.8. CNTFET küçük sinyal eşdeğer devresi (Farhana, 2020)	16
Şekil 3.9. Çeşitli transistör teknolojilerinin sayısal parametreler açısından karşılaştırılması (Literatürden derlenmiştir)	16
Şekil 4.1. FinFET'in finger sayılarına göre devre parametreleri (Crupi ve ark., 2006) .	24
Şekil 5.1. –10 Finger FinFET birinci derece çekirdek $ H_1(j\omega) $ frekans tepkisi (dB).....	42
Şekil 5.2. –10 Finger FinFET ikinci derece çekirdek $ H_2(j\omega, j\omega_2) $ frekans tepkisi (dB)	42
Şekil 5.3. – 10 Finger FinFET üçüncü derece çekirdek $ H_3(j\omega, j\omega_2, j\omega_3) $ frekans tepkisi (dB).....	43
Şekil 5.4. –30 Finger FinFET birinci derece çekirdek $ H_1(j\omega) $ frekans tepkisi (dB).....	44
Şekil 5.5. –30 Finger FinFET ikinci derece çekirdek $ H_2(j\omega, j\omega_2) $ frekans tepkisi (dB)	44
Şekil 5.6. – 30 Finger FinFET üçüncü derece çekirdek $ H_3(j\omega, j\omega_2, j\omega_3) $ frekans tepkisi (dB).....	45
Şekil 5.7. – 50 Finger FinFET birinci derece çekirdek $ H_1(j\omega) $ frekans tepkisi (dB).....	45
Şekil 5.8. – 50 Finger FinFET ikinci derece çekirdek $ H_2(j\omega, j\omega_2) $ frekans tepkisi (dB)	46
Şekil 5.9. – 50 Finger FinFET üçüncü derece çekirdek $ H_3(j\omega, j\omega_2, j\omega_3) $ frekans tepkisi (dB).....	47
Şekil 5.10. – 80 Finger FinFET birinci derece çekirdek $ H_1(j\omega) $ frekans tepkisi (dB)...	48
Şekil 5.11. – 80 Finger FinFET ikinci derece çekirdek $ H_2(j\omega, j\omega_2) $ frekans tepkisi (dB)	49
Şekil 5.12. – 80 Finger FinFET üçüncü derece çekirdek $ H_3(j\omega, j\omega_2, j\omega_3) $ frekans tepkisi (dB).....	50
Şekil 5.13. 10 Finger FinFET için IMD_1, IMD_2 ve IMD_3 frekans tepkisi başlangıç genlikleri	53
Şekil 5.14. 10 Finger FinFET için IMD_1, IMD_2 ve IMD_3 frekans tepkisi.....	54
Şekil 5.15. 30 Finger FinFET için IMD_1, IMD_2 ve IMD_3 frekans tepkisi.....	55
Şekil 5.16. 50 Finger FinFET için IMD_1, IMD_2 ve IMD_3 frekans tepkisi.....	59
Şekil 5.17. 80 Finger FinFET için IMD_1, IMD_2 ve IMD_3 frekans tepkisi.....	59

SİMGELER ve KISALTMALAR

Simgeler

TF
 H_1
 H_2
 H_3
 $g_m, g_{m1}, g_{m2}, g_{m3}$
 R_{gs}, R_{gd}, R_{ds}
 C_{gs}, C_{gd}, C_{ds}
 R_g, R_d, R_s
 L_g
 C_{pg}, C_{pd}
 R_{sub}
 V_{gs}
 s
 ω (omega)
 U_1, U_2, U_3
dB
 V
 A
 W
 S
 Z_{in}, Z_{out}
 Y_s
 V_{out}, V_{in}

Açıklamalar

Transfer Fonksiyonu
1. Dereceden Volterra Çekirdeği
2. Dereceden Volterra Çekirdeği
3. Dereceden Volterra Çekirdeği
Transkondüktans ve Türev Katsayıları
Gate-Source, Gate-Drain, Drain-Source Dirençleri
Gate-Source, Gate-Drain, Drain-Source Kapasitesi
Gate, Drain ve Source Dirençleri
Gate İndüktansı
Gate ve Drain Tarafındaki Parazit Kapasiteler
Substrat Direnci
Gate-Source Gerilimi
Kompleks Frekans ($s = j\omega$)
Açısal Frekans (rad/s)
Giriş Sinyali Genlikleri
Desibel
Volt
Amper
Watt
Siemens
Giriş empedansı, Çıkış Empedansı
Giriş İletkenliği
Çıkış ve Giriş Gerilimi

Kısaltmalar

FET
JFET
MOSFET
IMD
IMD₁
IMD₂
IMD₃
CNTFET
HEMT
FinFET
TFET

Açıklamalar

Alan Etkili Transistör
Jonksiyon Alan Etkili Transistör
Metal Oksit Yarıiletken Alan Etkili Transistör
İntermodülasyon Distorsiyonu
Birinci Dereceden İntermodülasyon Distorsiyonu
İkinci Dereceden İntermodülasyon Distorsiyonu
Üçüncü Dereceden İntermodülasyon Distorsiyonu
Karbon Nanotüp Alan Etkili Transistör
Yüksek Elektron Hareketli Transistör
Fin Alan Etkili Transistör
Tünelleme Alan Etkili Transistör

1. GİRİŞ

Elektriksel iletkenlik açısından malzemeler iletken, yarıiletken ve yalıtkan maddeler olarak sınıflandırılmaktadır. Yarıiletken malzemeler dışarıdan bağımsız olarak elektrik iletim özelliğini değiştirebilen malzemeler olmakla birlikte modern elektronik ürünlerin temellerini oluştururlar. 1947'de William Shockley, Walter Brattain ve John Bardeen tarafından keşfedilen ilk bipolar jonksiyon transistörün (BJT) keşfi, elektronik devrelerin mimarisinde büyük bir adım olmuş, ancak zamanla yaşanan üretim karmaşıklığı ve hız sınırı alternatif arayışlarını beraberinde getirmiştir. Bu noktada metal-oksit-yarıiletken alan etkili transistörler (MOSFET'ler), daha düşük güç tüketimi, kolay üretim avantajları, yüksek entegrasyon kapasitesi sayesinde mikroelektronik sistemlerin yapıtaşı haline gelmiştir.

Moore Yasası'na göre her iki yılda bir transistör sayısının ikiye katlanacağı öngörüsü bir bakıma gerçekleşmiş transistörler zamanla nanometre boyutlarına ulaşmayı başarmıştır (Ye ve ark., 2019). Yapısı gereği kanal uzunlukları birkaç on nanometre boyutlarına düşen MOSFET'lerin kısa kanal etkileri, sızıntı akımları, elektromigrasyon ve termal sorunlar gibi fiziksel kısıtlamaları MOSFET mimarisini kısıtlamış olup yeni nesil transistör yapılarının tasarlanmasını zorunlu kılmıştır.

Adını kanal bölgesinin çıkıntılı şekildeki tasarımından alan FinFET (Fin Field Effect Transistor) transistör teknolojisi üç boyutlu yapısı sayesinde MOSFET'lere kıyasla daha iyi bir elektrostatik kontrol sağlamaktadır. FinFET transistörlerin kapılarının bu çıkıntılarla sarılı olarak tasarlanmış olması nedeniyle kontrol edilen kanal bölgesi daha etkin yönetilebilmektedir. Bu sayede daha düşük alt eşik sızıntı akımı, daha yüksek anahtarlama hızı ve daha düşük güç tüketimi gibi avantajlar sağlamıştır (Karimi ve ark., 2024). FinFET teknolojisinin yüksek performanslı ve düşük güç tüketimli oluşu bu transistörün mobil cihazlar, işlemciler ve RF uygulamalarında yaygın olarak tercih edilmesini sağlamıştır. Intel, TSMC ve Samsung gibi lider firmaların 22nm ve daha altı teknolojik mimarilerde FinFET yapısını benimsemeleri bu teknolojinin önemini açıkça ortaya koymuştur (Lee ve ark., 2018).

Herhangi bir sistemde, elektronik devrelerde doğrusal olmayan davranışlar kaçınılmazdır. Bu durum çalışılan devre yahut sistemdeki çalışmanın sistem performansını etkileyerek istenmeyen bir çeşit bozulmalara yol açabilir. Doğrusal olmayan sistemlerin analizinde sistem, matematiksel seriler aracılığıyla modellenmek suretiyle anlaşılacak, önceden öngörülmek istenilebilir. Volterra serileri doğrusal olmayan sistemlerin giriş-çıkış ilişkisini, sistemin hafıza etkilerini de dikkate alarak modellemeye odaklanan en güçlü matematiksel araçlardan birisidir (Boyd ve ark., 1984). Volterra serileri her ne kadar Taylor serilerine benzer seriler olsa da Volterra serileri sistemin çıkışını girişin fonksiyonu olarak tanımlamakla kalmayıp sistemin geçmiş girişlerine de bağımlı şekilde ifade edilmektedir. Bu sayede özellikle zamana bağlı olarak değişiklik gösteren giriş parametrelerinin olduğu, hafıza etkili denklemlerde Volterra serilerini kullanmak daha uygun olmaktadır (Schetzen, 2006).

FinFET transistörlerin bütün gelişmiş özelliklerine rağmen özellikle yüksek frekanslı çalışma alanlarında doğrusal olmayan davranışların meydana getirdiği bozulmalar önemli bir sorundur. Bu sorunlardan birisi de intermodülasyon distorsiyonudur (IMD). IMD sinyal bütünlüğünü bozabilir ve sistem performansını olumsuz etkiler. Bu nedenle, FinFET transistörlerde doğrusal olmayan davranışların analiz edilmesi ve modellenmesi gerekir. Volterra serileri yardımıyla FinFET'in doğrusal olmayan davranışları etkili bir biçimde modellenebilir ve özellikle üçüncü dereceye kadar yapılan analizlerde sistemin giriş-çıkış ilişkisini oldukça detaylı bir şekilde ortaya koyar (Xiong ve ark., 2016). Bu analizler FinFET tabanlı devrelerin tasarımında ve optimizasyonunda kritik rol oynamaktadır.

Bu çalışmada, FinFET transistörlerin doğrusal olmayan davranışları özellikle IMD açısından incelenecektir. Volterra serisi yöntemi kullanılarak FinFET transistörde üçüncü dereceye kadar olan transfer fonksiyonları elde edilecek ve yüksek frekans uygulamalarındaki performansları değerlendirilecektir. Yapılan analizler FinFET teknolojisinin RF ve yüksek frekanslı analog devre uygulamalarındaki avantajlarını ve sınırlarını bilimsel bir perspektiften ele almayı amaçlamaktadır.

Bu tez çalışmasının literatüre başlıca katkıları aşağıda özetlenebilir:

- FinFET’ler için IMD odaklı bütünleşik bir kuramsal model önerilmesi:
Nano boyutlu FinFET yapıları için intermodülasyon distorsiyonunu (IMD) merkeze alan, küçük işaret eşdeğer devre, Volterra serileri ve devre simülasyonlarını bir araya getiren kapsamlı bir kuramsal çerçeve sunulmuştur.
- Küçük işaret eşdeğer devrenin IMD analizi için yeniden yapılandırılması:
FinFET’in küçük işaret eşdeğer devresi, özellikle ikinci ve üçüncü dereceden distorsiyon ürünlerini açıklığa kavuşturacak şekilde g_m , C_{gs} , C_{gd} ve R_{ds} gibi parametreler üzerinden yeniden düzenlenmiş ve IMD analizine uygun hale getirilmiştir.
- Volterra serileri ile H_1 , H_2 ve H_3 çekirdeklerinin analitik olarak elde edilmesi:
Maple 2018 ortamında Volterra seri açılımı kullanılarak birinci, ikinci ve üçüncü derece transfer fonksiyonları (H_1 , H_2 , H_3) kapalı formda çıkarılmış; g_{m1} , g_{m2} , g_{m3} , C_{gs2} ve C_{gs3} gibi yüksek mertebe çekirdekler analitik olarak ifade edilmiştir. Böylece FinFET’lerde IMD’nin matematiksel kökeni ayrıntılı biçimde ortaya konmuştur.
- Doğrusal olmayan parametrelerin IMD üzerindeki etkisinin sistematik incelenmesi:
Elde edilen Volterra çekirdekleri üzerinden transkonduktans türevleri ve parazitik kapasitansların türevlerinin IMD bileşenlerine katkısı sayısal ve analitik olarak karşılaştırılmış, hangi parametrelerin hangi dereceden distorsiyon ürünlerini baskın biçimde etkilediği gösterilmiştir.
- Multisim ve MATLAB/Simulink tabanlı doğrulama altyapısının kurulması:
Kuramsal olarak elde edilen IMD ifadeleri, Multisim ve MATLAB/Simulink ortamlarında gerçekleştirilen çok tonlu uyartım senaryolarıyla test edilerek, teorik model ile devre simülasyonları arasında tutarlı bir ilişki kurulmuştur.
- Frekans ve genlik bağımlı IMD davranışının ortaya konulması:
Farklı frekans ve genlik seviyeleri için yapılan analizler ile FinFET’lerde

intermodölasyon distorsiyonunun özellikle yüksek frekanslarda belirginleştii ve tasarım aşamasında göz ardı edilmemesi gerektiği nicel olarak gösterilmiştir.

- RF ve analog FinFET tasarımları için pratik tasarım kriterlerinin sunulması:
Elde edilen bulgular, FinFET tabanlı RF ve analog devrelerde IMD'yi azaltmaya yönelik parametre seçimleri ve devre düzeyi tasarım kararları için yol gösterici tasarım önerilerine dönüştürülmüştür.



2. LİTERATÜR ÖZETİ

Volterra serileri, doğrusal olmayan sistemlerin modellenmesi amacıyla ilk kez kapsamlı olarak Martin Schetzen tarafından 1980 yılında sistematik biçimde tanımlanmıştır (Schetzen, 2006). Bu seri, özellikle hafızalı sistemlerde giriş-çıkış ilişkisini çok terimli bir fonksiyonel açılımla ifade ederek, doğrusal olmayanlık derecelerinin ayrı ayrı analiz edilmesine olanak tanır. Stephen Boyd, Leon Ong Chua ve Charles A. Desoer ise bu matematiksel yapının temellerini geliştirerek, Volterra serilerinin doğrusal olmayan sistemlerin kontrolü ve analizi için güçlü bir teorik altyapı sunduğunu göstermiştir (Boyd ve ark., 1984).

FinFET teknolojisi ise transistör boyutlarının alt-mikron seviyelere indiği 2000’li yıllarda, geleneksel planar MOSFET’lerin kısa kanal etkileri, kapı kontrolü kaybı ve sızıntı akımı gibi problemleri aşmak için geliştirilmiştir. Bu üç boyutlu yapı, kanalı saran kapı ile daha yüksek elektrostatik kontrol sağlayarak düşük güç tüketimi ve yüksek performans hedeflerini desteklemiştir. Ancak bu yapılar, özellikle yüksek frekanslı uygulamalarda doğrusal olmayan etkileri tamamen ortadan kaldıramamaktadır. Bu doğrusal olmayanlıkların en belirgin sonucu ise giriş sinyallerinin etkileşimiyle oluşan intermodülasyon distorsiyonudur (IMD). Özellikle üçüncü dereceden intermodülasyon bileşenleri (IMD3), radyo frekanslı sistemlerde istenmeyen harmoniklere ve performans kaybına yol açar.

Volterra serileri, bu tür sistemlerde doğrusal olmayan davranışı incelemek için uygun bir modelleme aracı olduğundan, FinFET yapılarının IMD analizlerinde kullanılmaya başlanmıştır. Gian Piero Gibiino, RF devrelerinde doğrusal olmayanlık ve bellek etkilerini modellemek için Volterra serilerinin klasik küçük sinyal modellerine göre daha gerçekçi ve ayrıntılı sonuçlar verdiğini ifade etmiştir (Gibiino, 2016). Volterra serileri, FinFET transistörlerde doğrusal olmayan bileşenlerin neden olduğu IMD3 gibi sorunları incelemede oldukça etkilidir.

International Business Machines Corporation (IBM)’in geliştirdiği silikon nanosheet transistörler gibi FinFET ötesi teknolojiler, bu doğrusal olmayanlıkların daha da

karmaşıklāşabileceğini ve bu bağlamda Volterra temelli modelleme yöntemlerinin öneminin daha da artacağını göstermektedir (Barrett, 2017).

(Kamal, 2022), çalışmalarında FinFET'lerin yalnızca yüksek performanslı işlemcilerde değil, aynı zamanda düşük güç tüketimi gerektiren uygulamalarda da kullanıldığını, ancak bu yapılarda ortaya çıkan doğrusal olmayan etkilerin hâlâ çözülmesi gereken mühendislik problemleri arasında olduğunu vurgulamıştır. Bu bağlamda, Volterra serileriyle yapılan modelleme çalışmaları, yalnızca teorik katkılar sunmakla kalmamakta; aynı zamanda IMD'yi azaltmaya yönelik pratik devre optimizasyonlarına da zemin hazırlamaktadır.

Koosha Karimi ve arkadaşları (Karimi ve ark., 2024), yaptıkları çalışmalarda FinFET teknolojisinin gelişimini ve farklı yapılarının performansını karşılaştırmalı olarak ele almış; 10 nm ve altındaki boyutlarda FinFET yapılarının geleneksel MOSFET'lere kıyasla çok daha verimli çalıştığını belirtmişlerdir. Ancak boyut küçüldükçe doğrusal olmayan etkilerin önemi arttığı için, bu yapıların yüksek mertebeden modellemelere olan ihtiyacı da artmıştır. Bu nedenle Volterra serilerine dayalı analiz yöntemleri, hem akademik hem de endüstriyel alanda IMD performansını değerlendirmek için tercih edilen yöntemler arasına girmiştir.

3. KURAMSAL TEMELLER

3.1. Yarı İletkenlerin Tarihçesi ve Fiziksel Özellikleri

Yarıiletken malzemelerin keşfi ve gelişimi, modern elektronik devriminin temelini oluşturmuştur. Bu süreç, 19. yüzyılın sonlarından başlayarak günümüze kadar uzanan bir dizi bilimsel buluşla şekillenmiştir. 1833 yılında Michael Faraday, gümüş sülfürün (Ag_2S) sıcaklık arttıkça iletkenliğinin arttığını gözlemleyerek yarıiletkenlerin temel bir özelliğini keşfetmiştir (Faraday, 1832). Bu, tarihte yarıiletken davranışının ilk bilimsel kaydı olarak kabul edilir.

1874'te Ferdinand Braun, metal-yarıiletken temasının doğrultucu özelliklerini keşfetmiş ve bu buluş, nokta temaslı diyotların temelini atmıştır (Braun, 1875). 20. yüzyılın başlarında, Jagadish Chandra Bose, bu doğrultucu özellikleri kullanarak ilk radyo alıcılarını geliştirmiştir.

Yarıiletkenlerin teorik temelleri, 1920'lerde kuantum mekaniğinin gelişmesiyle atılmıştır. 1928'de Felix Bloch, elektronların kristal yapılarıdaki davranışını açıklayan "Bloch teorisi"ni yayınlamıştır (Bloch, 1929). Aynı dönemde, Alan Wilson, yarıiletkenlerin bant teorisini geliştirerek iletken ve yalıtkanlar arasındaki farkı açıklamıştır (Wilson, 1931).

II. Dünya Savaşı sırasında radar teknolojisindeki gelişmeler, yarıiletken araştırmalarını hızlandırmıştır. 1947'de Bell Laboratuvarları'nda William Shockley, John Bardeen ve Walter Brattain, ilk nokta temaslı transistörü icat ederek elektronik devrimini başlatmışlardır (Bardeen ve Brattain, 1948). Bu buluş, 1956 yılında Nobel Fizik Ödülü'ne layık görülmüştür.

1950'lerde, yarıiletken endüstrisi için kritik öneme sahip iki önemli gelişme yaşanmıştır:

- Gordon Teal ve Ernest Buehler'in 1954'te silisyum tek kristalini büyütme yöntemini geliştirmesi (Teal ve Little, 1950)
- Jean Hoerni'nin 1959'da planar süreci icat etmesi (Hoerni, 1960)

Yarıiletkenlerin fiziksel özellikleri, kristal yapıları ve katkılama (doping) teknikleriyle yakından ilişkilidir. Silisyum (Si) ve germanyum (Ge), periyodik tablonun IV. grubunda yer alan ve kovalent bağ oluşturan elementlerdir. Saf yarıiletkenlerin iletkenliği, bant aralığı (E_g) ve sıcaklıkla belirlenir:

Silisyum: $E_g = 1.12 \text{ eV}$ (300 K'de)

Germanyum: $E_g = 0.66 \text{ eV}$ (300 K'de)

Katkılama yoluyla:

- N-tipi yarıiletkenler (V. grup elementlerle: P, As)
- P-tipi yarıiletkenler (III. grup elementlerle: B, Ga)

oluşturulabilir. Bu katkılı yarıiletkenler, PN jonksiyonlarının ve dolayısıyla modern elektronik bileşenlerin temelini oluşturur.

3.2 Diyot Teknolojisinin Evrimi

Yarıiletken diyotların gelişimi, modern elektroniğin temelini oluşturan kritik bir süreçtir. Bu evrim, dört ana teknolojik aşamada incelenebilir:

3.2.1 Kristal dedektörler çağı (1900-1940)

Diyot teknolojisinin kökenleri, 19. yüzyıl sonlarına dayanır. 1874'te Ferdinand Braun, metal-sülfür bileşiklerinin doğrultucu özelliğini keşfetti (Braun, 1875). 1906'da Greenleaf Whittier Pickard, silikon kristalli ilk radyo alıcısının patentini aldı (Pickard, 1906). Bu dönemin tipik kristal dedektörleri, %30 verimlilikle çalışıyordu ve mekanik olarak oldukça kırılgandı. 1920'lerde radyo yayıncılığının yaygınlaşmasıyla kristal dedektörler tüketici elektroniğinde önemli yer edindi.

3.2.2 Katıhal devrimi (1940-1950)

II. Dünya Savaşı sırasında radar teknolojisinin gelişimi, germanyum diyotlara olan ihtiyacı artırdı. 1946'da Bell Laboratuvarları, nokta temaslı germanyum diyotları seri üretime soktu. Bu diyotlar, 3 GHz'e kadar frekanslarda çalışabiliyordu. Aynı dönemde, saf yarıiletken kristal büyütme teknikleri (özellikle Czochralski yöntemi) geliştirildi (Teal ve Buehler, 1952). 1949'da Shockley'in PN jonksiyon teorisini yayınlaması, diyot fiziğinin temellerini attı (Shockley, 1949).

3.2.3 Silikon çağı (1950-1980)

1950'lerin başında diffüzyon tekniğinin gelişmesi, silikon diyotların üretimini mümkün kıldı. 1954'te Texas Instruments, ticari silikon alaşımlı diyotları piyasaya sürdü. 1960'larda planar işlem teknolojisinin gelişmesi, diyotları entegre devrelere uyumlu hale getirdi. Bu dönemde diyot başına maliyet 1 dolardan 10 sente düştü. 1971'de Schottky bariyer diyotların ticarileşmesi, yüksek frekans uygulamalarında çığır açtı (Sze, 1985).

3.2.4 Modern nanoteknoloji dönemi (1980-Günümüz)

1980'lerden itibaren diyot teknolojisi iki ana yönde gelişti: Güç elektroniğinde SiC ve GaN tabanlı geniş bant aralıklı diyotlar, nanoelektronikte ise FinFET tabanlı diyot tasarımları. 2010'larda 22 nm Fin diyotlar ticarileşti. 2023 itibarıyla 5 nm node'da üretilen diyotlar, 100 GHz üzeri frekanslarda çalışabiliyor. Modern güç diyotları, 1000V gerilim ve 100A akım değerlerine ulaşabilmektedir.

Teknolojik Kırılma Noktaları:

- 1958: İlk silikon diyotlu entegre devre üretildi.
- 1979: PIN diyotların fiber optik iletişimde kullanımına başlandı.
- 2001: SiC Schottky diyotlar otomotiv endüstrisinde kullanıldı.
- 2016: GaN diyotlar 5G baz istasyonlarında kullanıldı.

Endüstriyel Etkiler:

- 1960-2020 arasında diyot verimliliği %30'dan %99.7'ye çıkmıştır.
- Küresel diyot pazarı 2023'te 15.2 milyar dolar olmuştur.
- Modern bir akıllı telefonda ortalama 120 adet diyot bulunmaktadır.

3.3 Transistörler

Yarıiletken malzemelerin ve diyotların keşfiyle transistörlerin gelişiminin de önü açılmıştır. 1947 yılında geliştirilen ilk transistör, nokta temaslı bir yapıda olup sinyalleri yükseltme amacıyla kullanılmıştır. Bu gelişme, elektronik dünyasında büyük bir dönüm noktası olmuş ve vakum tüplerinin yerini alacak yeni bir çağın başlangıcı kabul edilmiştir. Takip eden yıllarda bipolar jonksiyon transistörler (BJT) geliştirilmiş, uzun süre güç elektroniği, analog devreler ve ses yükselteçlerinde kullanılmıştır. 1950'li yıllarda alan etkili transistörler (FET) teorik olarak önerilmiş, ardından 1960'larda MOSFET (Metal-Oksit-Yarıiletken Alan Etkili Transistör) yapısı geliştirilerek dijital elektroniğin temel elemanı haline gelmiştir. MOSFET'ler, düşük güç tüketimi, küçük boyut ve yüksek entegrasyon kapasitesi sayesinde mikroişlemcilerin ve entegre devrelerin kalbinde yer almıştır. Günümüzde transistörler, mikroişlemcilerden bellek birimlerine, haberleşme sistemlerinden sensör devrelerine kadar çok geniş bir yelpazede kullanılmaktadır. Özellikle mobil cihazlar, yapay zeka donanımları ve yüksek frekanslı RF uygulamalarında FinFET gibi gelişmiş transistör yapıları tercih edilmektedir. Küçük boyutları, düşük güç tüketimleri ve yüksek anahtarlama hızları sayesinde modern elektronik sistemlerin temelini oluşturmaktadırlar.

3.3.1 Bipolar jonksiyon transistörler (BJT)

Bipolar jonksiyon transistörler (BJT), emiter, baza ve kollektör adlı üç yarıiletken bölgeden oluşan akım kontrollü elemanlardır. Bu transistörler, baza uygulanan küçük bir akım sayesinde kollektör-emiter hattında büyük bir akımı kontrol edebilir. Bu özellikleri, onları sinyal yükselteçlerinde ve anahtarlama devrelerinde yaygınca kullanılabilir hale getirmiştir (Sedra ve ark., 2020). BJT'ler NPN ve PNP olmak üzere iki ana tipe ayrılır.

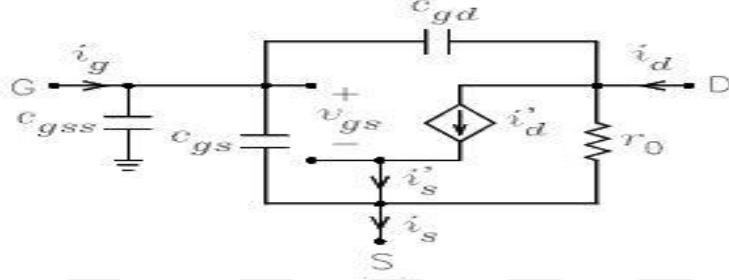
NPN tipi elektronlarla, PNP tipi ise deliklerle çalışır. Yüksek kazanç, geniş bant genişliği ve hızlı anahtarlama yetenekleri, bu transistörleri özellikle analog devreler ve RF uygulamaları için uygun kılmıştır (Millman, 1967). Ancak BJT'lerin düşük giriş empedansı ve sürekli akım çekme gereksinimi, entegre devrelerde dezavantaj oluşturmuş ve dijital uygulamalarda FET'lerin öne çıkmasına neden olmuştur (Sze, 1985). Yine de BJT'ler, yüksek akım taşıma kapasitesi ve yüksek frekanslı çalışmaları sayesinde güç elektroniği ve RF yükselteçleri gibi belirli alanlarda hâlâ tercih edilmektedir. Ayrıca bazı hibrit devrelerde FET yapılarıyla birlikte tasarım avantajı sağlamaktadır (Chang, 2004).

3.3.2 Alan etkili transistörler (FET)

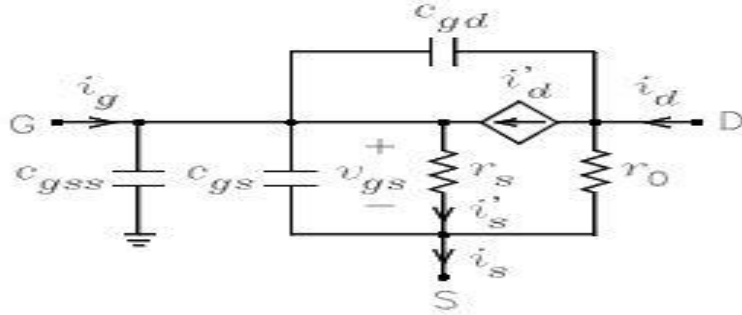
Alan etkili transistörler (FET), gerilim kontrollü yarıiletken elemanlar olup, üç terminalden oluşur: kaynak (source), akıtma (drain) ve kapı (gate). Kapıya uygulanan gerilim, kanalın iletkenliğini değiştirerek kaynak ve akıtma arasındaki akımı kontrol eder (Sedra ve ark., 2020). FET'ler, BJT'lere kıyasla çok daha yüksek giriş empedansı sunar ve bu özellikleriyle düşük güç tüketimi gerektiren uygulamalarda tercih edilir (Sze, 1985). FET'lerin farklı türleri vardır: JFET, MOSFET, MESFET, HEMT, FinFET, TFET ve CNTFET. Her biri, belirli avantajlara ve kullanım alanlarına sahiptir. JFET'lerde, kanal yanındaki PN jonksiyonları ile gerilim kontrolü sağlanır. MOSFET'ler ise kapının yarıiletken yüzeyden oksit tabakasıyla yalıtıldığı yapıdadır ve hem enhancement hem depletion tipleri bulunur. MESFET'ler metal-yarıiletken kontağı ile çalışır ve genelde GaAs tabanlıdır (Chang, 2004). HEMT, heteroyapılı malzeme kullanarak çok yüksek hızlarda çalışır. FinFET'ler ise üç boyutlu kapı tasarımı sayesinde kısa kanal etkilerini azaltır ve günümüz entegre devrelerinde standart hale gelmiştir (Karimi ve ark., 2024). Araştırma aşamasında olan TFET'ler, düşük çalışma gerilimi ve ultra düşük güç tüketimiyle öne çıkar. CNTFET'ler ise karbon nanotüp bazlı yapıları sayesinde yüksek hareketlilik ve kuantum etkilerinden yararlanır (Javey ve ark., 2003). Tüm bu FET türlerinin eşdeğer devre modelleri, devre tasarımında taşıyıcı hareketliliği, kapasitanslar ve transkonduktans gibi parametreleri dikkate alarak doğru simülasyon ve analiz yapılmasını sağlar (Pozar, 2012). Özellikle RF ve mikrodalga devre tasarımında bu modeller, sistem performansını optimize etmek için kritik önem taşır.

JFET (Junction Field-Effect Transistor)

JFET, kanalı çevreleyen PN jonksiyonları sayesinde akım kontrolü sağlayan gerilim kontrollü bir cihazdır. Çoğunlukla analog amplifikatör ve anahtarlama uygulamalarında kullanılır (Neamen, 2003). Eşdeğer devresinde kapasitanslar ve kanal direnci yer alır.



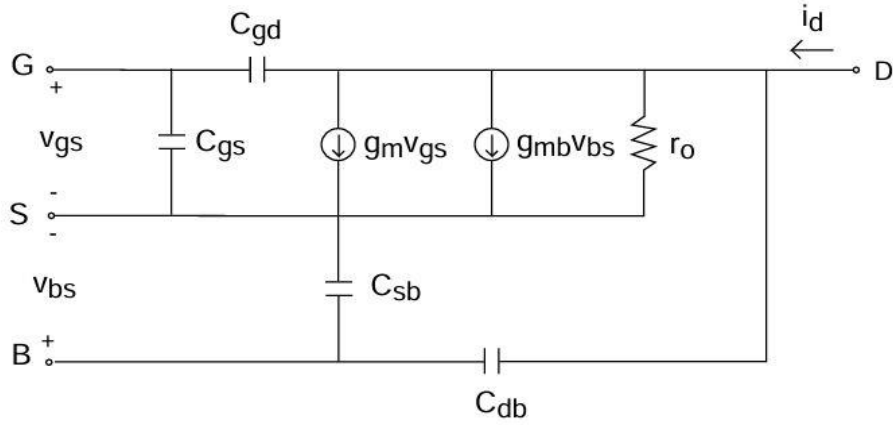
Şekil 3.1. Hibrid π tipi JFET küçük sinyal eşdeğer devresi (Leach, 2008)



Şekil 3.2. Hibrid T tipi JFET küçük sinyal eşdeğer devresi (Leach, 2008)

MOSFET (Metal-Oxide-Semiconductor FET)

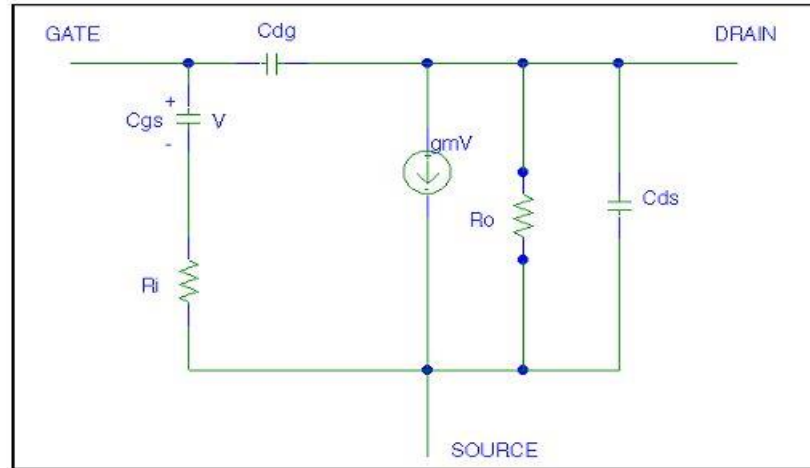
MOSFET, kapıyı kanaldan oksit tabakası ile ayırarak çalışır, bu da düşük güç tüketimi sunar. Dijital mantık devrelerinde temel eleman haline gelmiştir (Taur ve Ning, 2021). Enhancement ve depletion modları mevcuttur.



Şekil 3.3. MOSFET transistör yüksek frekans küçük sinyal eşdeğer devresi (Sedra ve Smith, 2014)

MESFET (Metal-Semiconductor FET)

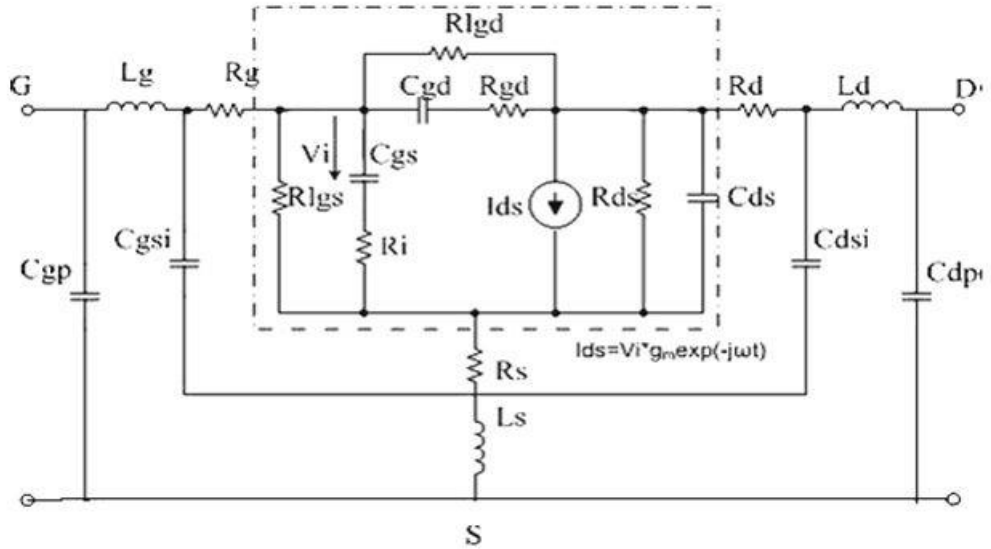
MESFET, GaAs veya benzeri yarıiletkenlerde metal-yarıiletken kontak kullanarak yüksek frekanslı performans sağlar. Mikrodalga güç amplifikatörlerinde sıkça kullanılır (Fukui, 1979). Düşük gürültü özelliğiyle öne çıkar.



Şekil 3.4. MESFET intrinsic devre elemanları (Lau, 1997)

HEMT (High Electron Mobility Transistor)

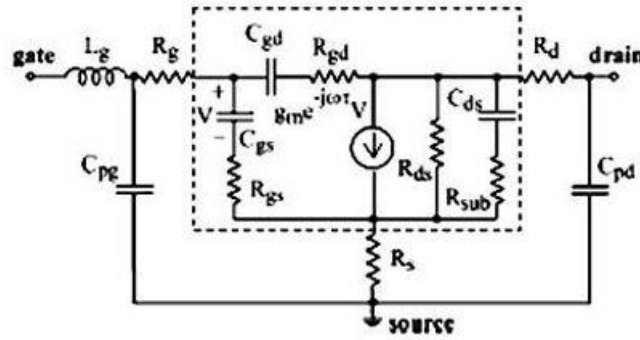
Yüksek Elektron Hareketliliğine Sahip Transistörler (High Electron Mobility Transistors, HEMT), ilk kez Japon araştırmacılar tarafından 1980'lerde geliştirilmiş ve ticari kullanıma sunulmuş bir tür alan etkili transistördür. Geleneksel yarıiletken yapılar, elektron taşıyıcılarını oluşturabilmek için yarıiletken katmana N tipi katkı maddesi eklenmesini gerektirir. Ancak bu katkı, elektronların aynı bölgede birikmesine yol açtığı için, taşıyıcıların birbirine çarpması ve hareketlerinin yavaşlaması gibi bir dezavantaj yaratır. HEMT yapısı ise bu sorunu aşmak için geliştirilmiştir. N tipi katkı maddesi, ince bir AlGaAs katmanı şeklinde yerleştirilir ve hemen altındaki katkısız GaAs katmanı ile birleşir. Oluşan bu çok katmanlı yapı sayesinde elektronlar, katkılı katmandan katkısız bölgeye geçer ve burada katkı iyonlarının neden olduğu çarpışmalar olmadan çok daha hızlı hareket edebilir. Sonuç olarak, HEMT'ler yüksek hız ve performans sunan yarıiletken cihazlar olarak öne çıkar (Gökrem, 2009). HEMT, heteroyapılarla yüksek elektron hareketliliği yaratarak mikrodalga ve RF devrelerde mükemmel hız sunar. Özellikle radar ve uydu iletişiminde kullanılır (Drozdovski ve Caverly, 2002). Eşdeğer devresinde yüksek hız etkileri yer alır.



Şekil 3.5. GaN HEMT modeli (Fager ve ark., 2011)

Fin Field-Effect Transistor (FinFET)

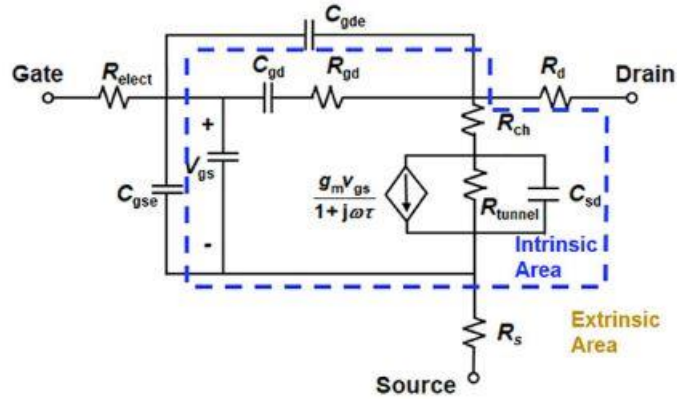
FinFET, üç taraflı kapı yapısı ile kısa kanal etkilerini azaltır, düşük sızıntı ve hızlı anahtarlama sunar. 22 nm altı CMOS teknolojilerinde standart haline gelmiştir (Hisamoto ve ark., 2000). Modern çip tasarımlarında vazgeçilmezdir.



Şekil 3.6. FinFET eşdeğer devre modeli (Crupi ve ark., 2008)

TFET (Tunnel Field-Effect Transistor)

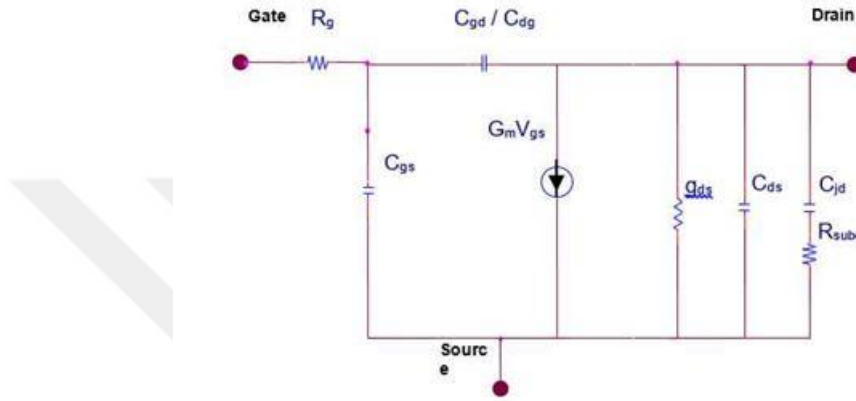
TFET, bantlar arası tünelleme etkisiyle çalışan, ultra düşük güç tüketen yeni nesil bir transistördür. Gelecekte mobil ve taşınabilir cihazlarda kullanılma potansiyeli taşır (Seabaugh ve Zhang, 2010). Henüz laboratuvar aşamasındadır.



Şekil 3.7. NQS iki kapılı TFET eşdeğer devresi (HunJung ve ark., 2019)

CNTFET (Carbon Nanotube FET)

CNTFET, karbon nanotüplerle üretilmiş, çok küçük boyutlu ve yüksek hareketlilik sağlayan deneysel bir cihazdır. Nanoelektronik alanında devrim yaratma potansiyeli taşır (Appenzeller ve ark., 2003). Eşdeğer devresi MOSFET'e benzese de kuantum etkilerini içerir.



Şekil 3.8. CNTFET küçük sinyal eşdeğer devresi (Farhana, 2020)

Transistör Türü	f_T (Geçiş Frekansı)	Giriş Empedansı	Gürültü Figürü (NF)	Güç Tüketimi	Kanal Uzunluğu (Tipik)	Kullanım Alanı
BJT	1–50 GHz	1–10 $k\Omega$	2–4 dB	Yüksek	0.5–2 μm	Analog, RF yükselteç
JFET	100 MHz – 1 GHz	10^6 – $10^9 \Omega$	1–3 dB	Düşük	1–3 μm	Düşük gürültü amplifikatör
MOSFET (Planar)	50–200 GHz	10^6 – $10^9 \Omega$	1–2 dB	Çok düşük	20–65 nm	Dijital IC, RF MOS
MESFET (GaAs)	20–80 GHz	100 $k\Omega$ – 1 M Ω	0.5–2 dB	Orta	0.2–1 μm	Mikrodalga devreleri
HEMT (GaN / AlGaAs)	100–600 GHz	10^6 – $10^9 \Omega$	0.3–1.5 dB	Orta	50–200 nm	Radar, uydu, RF güç
TFET	<1 GHz	10^6 – $10^9 \Omega$	2–6 dB	Ultra düşük	20–100 nm	Ultra düşük güç
CNTFET	200–1000 GHz	10^6 – $10^{11} \Omega$	0.2–1 dB	Çok düşük	5–20 nm	Nanoelektronik
FinFET (22 nm / 14 nm / 7 nm)	200–350 GHz	10^6 – $10^9 \Omega$	0.5–1.5 dB	Çok düşük	7–22 nm	CMOS, RF, yüksek hız

Şekil 3.9. Çeşitli transistör teknolojilerinin sayısal parametreler açısından karşılaştırılması (Literatürden derlenmiştir)

FinFET, hem yüksek hız hem de düşük güç tüketimi gerektiren modern RF ve analog devre uygulamaları için en dengeli performansı sunan transistör yapılarından biridir. Üç boyutlu kapı yapısı sayesinde kısa kanal etkilerini önemli ölçüde azaltmakta, yüksek transkonduktans (gm), düşük sızıntı akımı ve geniş bant genişliği (200–350 GHz fT) sağlamaktadır. Ayrıca FinFET teknolojisi, mevcut CMOS üretim altyapısıyla tamamen uyumlu olduğundan, endüstriyel ölçekte uygulanabilirlik açısından diğer gelişmiş transistör türlerine (HEMT, CNTFET, TFET) göre büyük avantaj taşımaktadır. Bu nedenle IMD analizi, yüksek frekans davranışı ve devre performansının bütüncül olarak incelenmesi açısından FinFET, hem araştırma hem de uygulama yönünden en uygun cihaz olarak seçilmiştir.

3.4 Elektronik Devrelerde Doğrusalsızlık

Elektronik devreler, giriş ve çıkış arasındaki ilişki doğrusal olduğunda, yani çıkış sinyali girişin bir sabit katsayı ile çarpılmış hali olduğunda “doğrusal” kabul edilir. Ancak gerçek dünyadaki pek çok devre, özellikle yarıiletken elemanlar kullanıldığında, bu ideal durumu sağlamaz. Doğrusalsızlık (nonlinearity), çıkışın girişle orantılı olmaması, bunun yerine karmaşık ve genellikle frekans bağımlı bir ilişkiye sahip olması durumudur. Bu doğrusal olmayan davranışın temelinde, özellikle transistörler, diyotlar ve MOSFET gibi aktif elemanların çalışma karakteristikleri yatar. Örneğin, bir transistörün akım-gerilim eğrisi, giriş akımı veya gerilimi arttıkça düz bir çizgi izlemek yerine eğrisel bir yol çizer. Bu eğrilik, devrede giriş sinyalinin bozunmasına, yani harmonik bileşenlerin ve intermodülasyon ürünlerinin ortaya çıkmasına neden olur. Sonuç olarak, devre yalnızca temel frekansa değil, aynı zamanda türev frekans bileşenlerine de yanıt verir. Doğrusalsızlık, elektronik sistemlerde hem istenmeyen hem de bazen istenen bir etkidir. Güç amplifikatörlerinde veya RF devrelerinde, doğrusal olmayan davranış istenmeyen harmonik üretimine ve spektral kirlenmeye yol açarken, mikser devrelerinde veya frekans çarpanlarında tam tersi, bu doğrusal olmayan özellikler kasıtlı olarak kullanılır (Gonzalez, 1997). Doğrusallık seviyesini ölçmek için yaygın olarak kullanılan metrikler arasında intermodülasyon distorsiyonu (IMD), toplam harmonik distorsiyon (THD) ve üçüncü mertebeden intercept noktası (IP3) bulunur (Cripps, 2006). Doğrusalsızlık etkilerini azaltmak için pek çok mühendislik yaklaşımı geliştirilmiştir. Örneğin, geri besleme kullanımı, çalışma noktalarının optimize edilmesi veya lineerleştirici devrelerin

eklenmesi gibi yöntemler, çıkış sinyalindeki bozulmayı en aza indirmeyi amaçlar (Raab ve ark., 2002). Bunun yanında, devrelerin küçük sinyal eşdeğer modelleri genellikle doğrusal kabul edilirken, geniş sinyal veya büyük sinyal analizlerinde bu doğrusal olmayan etkiler dikkate alınmak zorundadır (Sze, 1985). Sonuç olarak, elektronik devrelerde doğrusal olmayan davranış, hem tasarımcıların karşılaştığı bir zorluk hem de yaratıcı çözümler için bir fırsat sunar. Bu nedenle, elektronik mühendisliği alanında doğrusal olmayan devre davranışlarının doğru anlaşılması ve modellenmesi, yüksek performanslı sistemlerin geliştirilmesi için kritik öneme sahiptir.

3.4.1 Doğrusal olmayan kondüktans ve transkondüktans

Doğrusal olmayan kondüktans ve transkondüktans durumlarında, devreden geçen akım $i_{OUT}(t)$, kontrol edilen gerilim $V_{CONTR}(t)$ 'nin doğrusal olmayan bir fonksiyonudur, yani $i_{OUT}(t) = f(V_{CONTR}(t))$ olarak ifade edilir. Burada, kondüktans elemanın üzerindeki gerilime bağlıdır. Bu bağıntıyı sabit bir noktada çevresel genişlemeyle ifade etmek mümkündür ve güç serileri şeklinde açılabilir:

$$i_{OUT}(t) = f(V_{CONTR}(t)) = f(V_{CONTR} + v_{contr}(t)) = f(V_{CONTR}) + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{k!} \frac{\partial^k f(v(t))}{\partial v^k} \Big|_{u=V_{CONTR}} * v_{contr}^k(t) \quad (3.1)$$

Bu açılımda $i_{OUT}(t)$, hem DC hem de AC akım bileşenlerinin toplamını temsil eder. Kontrol gerilimi $V_{CONTR}(t)$, kondüktans elemanını etkileyen AC gerilimdir. Serinin ikinci terimi, özellikle akımın AC kısmını açıklamak için kullanılır ve bu güç serileri şeklinde ifade edilir. Doğrusal olmayan kondüktans içeren devrelerde analiz yapılırken, birinci, ikinci ve üçüncü dereceden doğrusal olmayan etkiler göz önüne alınır. Ancak analiz sınırlandırıldığında, serinin yalnızca üçüncü dereceye kadar olan terimleri kullanılarak yaklaşık çözümler elde edilir. Bu durumda güç serileri, çözüm kolaylığı sağlarken bazı karmaşık etkiler ihmal edilebilir.

Güç serileri, “Eş. 2.1” ifadesindeki üçüncü dereceden sonraki terimlerde çözümün karmaşıklığını artırabilir. Bu sebeple güç serileri, belirli katsayılarla tanımlanır. Örneğin; birinci derece türevin katsayısı şöyle tanımlanır:

$$g_1 = \left. \frac{\partial f(v)}{\partial v} \right|_v = V_{CONTR} \quad (3.2)$$

Benzer şekilde, ikinci ve üçüncü dereceden türev katsayıları ise aşağıdaki gibidir:

$$K_{2_{g1}} = \left. \frac{1}{2!} \cdot \frac{\partial^2 f(v)}{\partial v^2} \right|_v = V_{CONTR} \quad (3.3)$$

$$K_{3_{g1}} = \left. \frac{1}{3!} \cdot \frac{\partial^3 f(v)}{\partial v^3} \right|_v = V_{CONTR} \quad (3.4)$$

Bu ifadeler genellikle zamanla değişim göstermediği varsayımıyla sadeleştirilir ve genel ifade aşağıdaki şekilde sunulur:

$$K_{n_{g1}} = \left. \frac{1}{n!} \cdot \frac{\partial^n f(v)}{\partial v^n} \right|_v = V_{CONTR} \quad (3.5)$$

Bu bağlamda, kondüktans elemanın AC akım bileşeni şu şekilde ifade edilir:

$$i_{OUT}(t) = g_1 v_{contr}(t) + K_{2_{g1}} v_{contr}^2(t) + K_{3_{g1}} v_{contr}^3(t) + \dots \quad (3.6)$$

Bu ifadede g_1 , doğrusal transkondüktansı tanımlar. Diğer katsayılar olan $K_{2_{g1}}$, $K_{3_{g1}}$ sırasıyla ikinci ve üçüncü derece doğrusal olmayan bileşenleri temsil eder. Bu tür genellemelerde, ikinci ve üçüncü derece katsayılar, doğrusal olmayan davranışın şiddetini ve doğasını belirlemek için kullanılır.

Benzer biçimde, küçük işaretli kondüktans için birinci dereceden katsayılar esas alınır. Bu katsayılar, doğrusal sistem davranışını simgelerken; daha yüksek derecedeki terimler sistemin doğrusal olmayan özelliklerini açıklar. Bu durumda:

$$K'_{2_{g1}} = K_{2_{g1}} / g_1 \quad (3.7)$$

ikinci-derece normalize edilmiş doğrusalsızlık katsayısıdır ve

$$K'_{3_{g1}} = K_{3_{g1}} / g_1 \quad (3.8)$$

üçüncü-derece normalleşmiş doğrusalsızlık katsayısıdır.

Katsayıların birimleri sırasıyla g_1 için (A/V), $K_{2_{g1}}$ için (A·V²) ve $K_{3_{g1}}$ için (A/V³) olarak tanımlanır. Bu katsayılar normalize edildiğinde, elde edilen $K'_{2_{g1}}$ ve $K'_{3_{g1}}$ değerlerinin birimleri sırasıyla (V⁻¹) ve (V⁻²) olur. Doğrusal olmayan kondüktans elemanlarının kutuplaması da dikkate alınmalıdır. Doğrusal bir kondüktansın uçlarının pozitif olarak tanımlandığı bilinmektedir. Bu durumda, düğüm i pozitif seçilirse, akım i'den j'ye doğru akar ve bu akım $v_i - v_j$ farkının bir fonksiyonu olarak ifade edilir. Eğer j düğümü pozitif seçilirse, akım yönü j'den i'ye olur ve bu durumda akım $v_j - v_i$ farkına göre tanımlanır. Ancak bu iki ifade genellikle birbirine eşdeğer değildir. Örneğin aşağıdaki gibi tanımlanmış bir transkondüktans için:

$$i_1 = \exp(v_i - v_j) \quad (3.9)$$

şeklinde dir. şayet kutuplama ters çevrilirse, bu durumda transkondüktans ifadesi şu şekilde olur:

$$i_2 = -\exp(-(v_i - v_j)) \quad (3.10)$$

Bu iki ifade arasında “Eş. 3.11” de görüldüğü gibi doğrudan bir eşitlik yoktur.

$$i_2 = -\exp(-(v_j - v_i)) \neq \exp(v_j - v_i) \quad (3.11)$$

Bu iki fonksiyonun güç serisine açılması durumunda, tek dereceli terimlerin eşit, çift dereceli terimlerin ise işaret olarak zıt olduğu görülür (Wambacq ve Sansen, 2013). Bu da kutuplama yönünün doğrusal olmayan sistemlerdeki etkisini açıkça ortaya koyar.

3.4.2 Doğrusal olmayan kapasitans

Doğrusal olmayan kapasitans, analog tümleşik devrelerde hem parazitik etkiler olarak hem de aktif bileşenler şeklinde bulunabilir. Bu tip kapasitans elemanlarında yük () ve kontrol gerilimi () arasındaki ilişki doğrusal değildir ve matematiksel olarak güç serileri şeklinde ifade edilir. Bu doğrusal olmayan ilişki, yükün AC bileşenini kontrol geriliminin bir fonksiyonu olarak tanımlar. Bu serinin katsayıları aşağıdaki gibi tanımlanır:

Birinci derece doğrusal olmayan katsayı (küçük sinyal kapasitansı):

$$C_1 = \frac{\partial f(v)}{\partial v} \Big|_{u=V_{CONTR}} \quad (3.12)$$

İkinci derece doğrusal olmayan katsayı:

$$K_{2_{g1}} = \frac{1}{2!} \cdot \frac{\partial^2 f(v)}{\partial v^2} \Big|_v = V_{CONTR} \quad (3.13)$$

Üçüncü derece doğrusal olmayan katsayı:

$$K_{3_{g1}} = \frac{1}{3!} \cdot \frac{\partial^3 f(v)}{\partial v^3} \Big|_v = V_{CONTR} \quad (3.14)$$

Böylece yükün AC bileşeni genel olarak aşağıdaki polinom formunda yazılır:

$$\begin{aligned} q_{OUT}(t) &= f(u_{CONTR}(t)) = f(V_{CONTR} + V_{CONTR}(t)) \\ &= f(V_{CONTR} + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{k!} \frac{\partial^k f(v)}{\partial v^k} \Big|_{u=V_{CONTR}} \cdot v_{CONTR}^k(t)) \end{aligned} \quad (3.15)$$

Bu ifade genellikle ilk üç terimi ile ifade edilir ve şu şekli alır:

$$q_{OUT(t)} = C_1 u_{CONTR(t)} + K_{2_{g1}} u_{CONTR}^2(t) + K_{3_{g1}} u_{CONTR}^3(t) + \dots \quad (3.16)$$

Bu doğrusal olmayan kapasitans modeli, devre analizinde ve tasarımında doğrusal olmayan davranışların etkilerini doğru şekilde analiz etmek için kritik bir önem taşır.

3.4.3 Doğrusal olmayan direnç

Doğrusal olmayan direnç, üzerinden geçen akıma bağlı olarak gerilimi değişen bir devre elemanıdır. Bu tür dirençlerde, eleman üzerindeki gerilim I_{CONTR} ile temsil edilen kontrol akımının doğrusal olmayan bir fonksiyonudur. Bu ilişki genellikle sabit bir çalışma noktasında güç serileri ile açılarak ifade edilir:

$$\begin{aligned} v_{OUT(t)} &= f(i_{CONTR}(t)) = f(I_{CONTR} + i_{contr}(t)) \\ &= f(I_{CONTR}) + \sum_{k=1}^{\infty} \left(\frac{1}{k!} \right) * \left(\frac{\partial^k f(i(t))}{\partial i^k} \right) \Big|_i = I_{CONTR} * i_{contr}^k(t) \end{aligned} \quad (3.17)$$

Bu açılımda, Eş. (3.17)'deki ikinci ve sonraki terimler, direnç elemanı üzerindeki gerilimin AC bileşenini tanımlar. İkinci ve üçüncü dereceden terimler genellikle doğrusal olmayan davranışı modellemek için yeterli olur.

$$r_1 = \left(\frac{\partial f(i)}{\partial i} \right) \Big|_{i=I_{\text{CONTR}}} \quad (3.18)$$

$$k_{2_{r_1}} = \left(\frac{1}{2!} \right) * \left(\frac{\partial^2 f(i)}{\partial i^2} \right) \Big|_{i=I_{\text{CONTR}}} \quad (3.19)$$

$$k_{3_{r_1}} = \left(\frac{1}{3!} \right) * \left(\frac{\partial^3 f(i)}{\partial i^3} \right) \Big|_{i=I_{\text{CONTR}}} \quad (3.20)$$

$$k_{n_{r_1}} = \left(\frac{1}{n!} \right) * \left(\frac{\partial^n f(i)}{\partial i^n} \right) \Big|_{i=I_{\text{CONTR}}} \quad (3.21)$$

$$V_{\text{out}}(t) = r_1 * i_{\text{contr}}(t) + K_{2_{r_1}} * i_{\text{contr}}^2(t) + K_{3_{r_1}} * i_{\text{contr}}^3(t) + \dots \quad (3.22)$$

Bu eşitlikte, r_1 doğrusal hale getirilmiş küçük sinyal direnç değerini temsil eder. K_2 ve K_3 gibi katsayılar ise sırasıyla ikinci ve üçüncü dereceden doğrusal olmayan etkileri yansıtır. Bu katsayılar genellikle $k_{2_{r_1}}$, $k_{3_{r_1}}$ şeklinde yazılır ve birinci derece katsayıya bölünerek normalize edilir.

Doğrusal olmayan dirençler için AC ve DC bileşenleri arasında fark olabilir. Gerilim-akım karakteristiği doğrusal olmadığında, direnç elemanı üzerindeki gerilim, akımın yalnızca anlık değerine değil, genellikle zamana bağlı bileşenlerine de bağlı olur. Bu nedenle, analiz sırasında güç serileri kullanılarak modelleme yapılması gerekir.

4. MATERYAL VE YÖNTEM

Bu bölümde, çalışmada kullanılan FinFET yapısının küçük sinyal eşdeğer devresi, bu devrenin parametreleri, analiz yöntemi olarak tercih edilen Volterra serisi yaklaşımı ve bu kapsamda geliştirilen teorik ve sembolik analiz adımları ayrıntılı biçimde açıklanacaktır. Ayrıca, kullanılan yazılımlar, simülasyon araçları ve giriş sinyali özellikleri detaylandırılarak sunulmuştur. Bu bölümün amacı, çalışmanın uygulanabilirliğini ve tekrar edilebilirliğini sağlamak üzere tüm yöntemsel süreçleri açık ve sistematik şekilde ortaya koymaktır.

4.1 Kullanılan FinFET Küçük Sinyal Modeli

Bu çalışmada kullanılan FinFET modeli, 10, 30, 50, 80 finger yapıya sahip, yüksek frekanslı bir küçük sinyal eşdeğer devre ile temsil edilmiştir. Modelde yer alan bileşenler aşağıda özetlenmiştir:

	Number of fingers			
	10	30	50	80
V_{th} (V)	0.338	0.326	0.335	0.327
I_d (mA)	2.53	7.71	12.30	20.36
C_{pg} (fF)	1.5	5.3	9.4	14.5
C_{pd} (fF)	5.3	16.7	26.6	43.8
L_g (pH)	284.7	90.4	59.1	23.6
R_g (Ω)	102.1	36.4	23.0	10.6
R_s (Ω)	52.5	17.5	11.8	6.6
R_d (Ω)	59.5	18.4	11.6	7.3
g_m (mS)	3.73	11.47	18.45	30.17
g_{ds} (mS)	0.57	1.70	2.70	4.45
C_{gs} (fF)	4.4	12.3	19.6	32.0
C_{gd} (fF)	2.7	8.0	13.1	22.5
C_{ds} (fF)	3.5	10.5	15.1	20.4
R_{gd} (Ω)	177.8	68.6	36.1	28.6
R_{gs} (Ω)	2.2	2.4	1.6	5.9
R_{sub} (Ω)	868.3	400.1	243.6	151.8
τ (ps)	0.461	0.573	0.535	0.597

Şekil 4.1. FinFET'in finger sayılarına göre devre parametreleri (Crupi ve ark., 2006)

- L_g : Kapı serisi endüktansı
- R_g : Kapı serisi direnci
- C_{pg} : Kapıya bağlı parasitik kapasitans
- C_{gs} , C_{gd} , C_{ds} : Kapı-Source, Kapı-Drain ve Drain-Source kapasitansları
- R_{gs} , R_{gd} , R_{ds} : İlgili dirençler
- g_m : Transkondüktans
- R_s , R_d : Source ve Drain direnci
- R_{sub} : Substrat direnci
- C_{pd} : Drain tarafındaki parasitik kapasitans

Kullanılan parametreler, 10, 30, 50, 80 finger FinFET yapısı için literatürde önerilen değerlere dayanmaktadır. Bu parametreler Şekil 4.1'de detaylı olarak verilmiştir.

4.2 Volterra Serisi Yaklaşımının Kuramsal Temelleri

Doğrusal olmayan sistemlerin modellenmesi, modern elektronik devre analizlerinin temel gerekliliklerinden biri hâline gelmiştir. Bu sistemlerde süperpozisyon ilkesi geçerli olmadığından, klasik doğrusal sistem yaklaşımları yetersiz kalmaktadır. Özellikle aktif yarı iletken elemanlar içeren analog ve RF devrelerde, küçük sinyal genliklerinin bile sistemin doğrusal olmayan doğasını ortaya çıkardığı bilinmektedir. Bu durum, frekans spektrumunda istenmeyen harmonikler ve intermodülasyon ürünlerinin oluşmasına neden olur. Bu tür davranışları çözümlmek ve matematiksel olarak ifade edebilmek için, doğrusal olmayan sistemlere özgü analitik yaklaşımlar geliştirilmiştir. Bu yaklaşımlardan en kapsamlı ve teorik olarak güçlü olanı Volterra serisi yöntemidir. Volterra serisi, çok girişli doğrusal olmayan sistemlerin çıkış yanıtını ifade etmek için geliştirilen ve integral çekirdeklerine dayalı bir yöntemdir. Bu yaklaşım, giriş sinyalinin sistem tarafından işlenişini çoklu derecelerden oluşan bir seri şeklinde modelleyerek, sistemin hem doğrusal hem de doğrusal olmayan bileşenlerini açıkça ayırıştırır. Volterra serisi, özellikle hafif doğrusal olmayan sistemlerin analizinde oldukça başarılı sonuçlar verir. Bu metodun temel avantajı, sistemin her bir dereceye ait katkısını ayrı ayrı inceleme imkânı sunmasıdır. Böylece, örneğin ikinci derece çekirdeğin (H_2) yalnızca çift ton intermodülasyonuna, üçüncü derece çekirdeğin (H_3) ise üçüncü mertebeden intermodülasyon distorsiyonuna (IMD3) nasıl etki ettiği açıkça analiz edilebilir.

Zamanda Volterra serisi genel olarak şu şekilde tanımlanır:

$$y(t) = h_1(t) * u(t) + \iint h_2(t_1, t_2) u(t - t_1) u(t - t_2) dt_1 dt_2 + \iiint h_3(t_1, t_2, t_3) u(t - t_1) u(t - t_2) u(t - t_3) dt_1 dt_2 dt_3 + \dots \quad (4.1)$$

Burada $h_1, h_2, h_3 \dots$ sırasıyla birinci, ikinci ve üçüncü dereceden Volterra çekirdek fonksiyonlarıdır. Bu çekirdekler sistemin hafızalı ya da hafızasız yapısına bağlı olarak zamanla değişebilecek şekilde tanımlanır. İlk terim h_1 klasik anlamda sistemin lineer impuls yanıtı ile özdeştir. İkinci ve üçüncü terimler ise sistemin doğrusal olmayan tepkilerini temsil eder ve her biri girişin kombinasyonlarını içeren katlı integrallerle ifade edilir.

Volterra serisi yalnızca zaman domeninde değil, frekans domeninde de kullanılabilir. Bu durumda çekirdek fonksiyonlar, çoklu frekans bağımlı transfer fonksiyonları olarak tanımlanır. Bu temsil, özellikle harmonik analizler ve intermodülasyon bileşenlerinin incelenmesinde büyük avantaj sağlar. Frekans alanındaki temsilin detayları ihtiyaç halinde bir sonraki alt başlıkta açıklanacaktır.

4.2.1 Frekans alanında volterra serisi ve harmonik analiz

Volterra serisi zaman alanında tanımlanmış olmasına rağmen, elektronik devre analizlerinde özellikle frekans alanında yapılan incelemeler daha kullanışlıdır. Çünkü harmonik üretimi, intermodülasyon bileşenleri ve spektral bozulmalar doğrudan frekans bileşenleri üzerinden gözlemlenir. Bu nedenle Volterra çekirdeklerinin Fourier dönüşümü alınarak frekans alanı temsilleri oluşturulur. Böylece $h_1(t), h_2(t_1, t_2)$ ve $h_3(t_1, t_2, t_3)$ gibi zaman alanı çekirdekleri sırasıyla $H_1(\omega), H_2(\omega_1, \omega_2)$ ve $H_3(\omega_1, \omega_2, \omega_3)$ olarak tanımlanır.

Frekans alanındaki Volterra serisi ifadesi şu şekilde verilir:

$$Y(\omega) = H_1(\omega) \cdot U(\omega) + \iint H_2(\omega_1, \omega_2) \cdot U(\omega_1) \cdot U(\omega_2) \cdot \delta(\omega - \omega_1 - \omega_2) d\omega_1 d\omega_2 + \dots \quad (4.2)$$

Bu ifade, sistemin çıkış frekans bileşeninin, giriş sinyalinin çok tonlu frekans bileşenleri ile nasıl ilişkilendiğini açık biçimde gösterir. Özellikle ikinci terimdeki delta fonksiyonu, yalnızca toplam frekans $\omega_1 + \omega_2 = \omega$ koşulunu sağlayan bileşenlerin çıkışta oluşacağını belirtir. Benzer şekilde üçüncü derece için üçlü integralle tanımlanan çekirdek H_3 , üç farklı giriş frekansının birleşimiyle oluşan çıkış frekanslarını belirler. Bu yapı sayesinde sistemin IMD bileşenlerini hangi çekirdeklerin oluşturduğu sistematik biçimde analiz edilebilir.

Örneğin üç tonlu bir giriş sinyali düşünüldüğünde:

$$u(t) = U_1 \cos(\omega_1 t) + U_2 \cos(\omega_2 t) + U_3 \cos(\omega_3 t) \quad (4.3)$$

bu sinyal Volterra serisine uygulandığında çıkışta şu tip bileşenler oluşur:

- Lineer bileşenler: $\omega_1, \omega_2, \omega_3$
- İkinci derece bileşenler: $2\omega_1, \omega_1 + \omega_2, \omega_1 - \omega_2$ vb.
- Üçüncü derece bileşenler: $2\omega_1 - \omega_2, \omega_1 + \omega_2 - \omega_3$ vb.

Bu tür bileşenler, özellikle RF sistemlerinde spektral kirlenme, kanal karışması ve istenmeyen bozunumlar yaratır. Dolayısıyla Volterra serisinin frekans alanındaki yorumu, hem teorik modelleme hem de pratik devre tasarımı açısından kritik öneme sahiptir.

4.2.2 Volterra çekirdeklerinin yorumu ve elektronik devrelere uygulanması

Volterra serisinde yer alan her bir çekirdek, sistemin belirli bir doğrusal ya da doğrusal olmayan tepkisini temsil eder. Bu çekirdeklerin fiziksel yorumu, özellikle elektronik devre elemanlarının (örn. FinFET transistörler) davranışlarını modellemede oldukça önemlidir.

- **Birinci derece çekirdek $H_1(\omega)$** , sistemin klasik anlamda lineer transfer fonksiyonunu ifade eder. Bu fonksiyon, giriş sinyalinin hangi frekanslarda ne kadar büyüklükte ve fazda geçeceğini tanımlar.

- **İkinci derece çekirdek $H_2(\omega_1, \omega_2)$** , sistemde ikinci dereceden doğrusal olmayanlıkların etkisini yansıtır. Bu çekirdek, iki farklı frekans bileşeninin birbiriyle etkileşerek yeni bileşenler (örneğin $\omega_1+\omega_2$, $\omega_1-\omega_2$) oluşturmalarını sağlar. İkinci derece Volterra bileşenleri genellikle genlik modülasyonu gibi uygulamalarda gözlemlenir.
- **Üçüncü derece çekirdek $H_3(\omega_1, \omega_2, \omega_3)$** ise, üç farklı frekans bileşeninin doğrusal olmayan etkileşimiyle oluşan üçüncü derece intermodülasyon (IMD3) ürünlerinin kaynağıdır. Bu bileşenler, özellikle haberleşme sistemlerinde önemli olan bozulma türlerinden biridir ve giriş sinyalinin iki katı bir frekansı diğerinden çıkardığında (örneğin $2\omega_1-\omega_2$) ciddi parazitlere neden olabilir.

Bu bağlamda, Volterra çekirdeklerinin devre elemanları ile ilişkilendirilmesi mümkündür. Örneğin, bir FinFET transistörün giriş kapasitansı C_{gs} , doğrusal olmayan karakteristik gösterdiğinde bu doğrusal olmayanlık ikinci ve üçüncü derece çekirdeklere katkı sağlar. Benzer şekilde, transkondüktans g_m parametresinin V_{gs} 'ye bağlı değişimi de üçüncü derece çekirdekte gözlenen IMD3 bileşenlerini doğrudan etkiler.

Bu çekirdeklerin elektronik devrelere uygulanması için genellikle şu adımlar izlenir:

1. Küçük sinyal eşdeğer devresi oluşturulur.
2. Devre elemanlarının doğrusal ve doğrusal olmayan karakteristikleri belirlenir.
3. Volterra serisine uygun olarak lineer transfer fonksiyonu $H_1(\omega)$, sembolik ya da nümerik yöntemlerle elde edilir.
4. Daha sonra, ikinci ve üçüncü derece çekirdekler olan H_2 ve H_3 , sistemin frekans yanıtı üzerinden veya doğrudan genlik türevlerinden hesaplanır.
5. Son aşamada, bu çekirdekler yardımıyla IMD_1 , IMD_2 ve IMD_3 analizleri yapılır.

Bu yöntemle, yalnızca klasik AC analizinin ötesinde, doğrusal olmayanlık kaynaklı bozulmalar da modellenenilmekte ve sistem performansı önceden tahmin edilebilmektedir.

Volterra serisi, doğrusal olmayan sistemlerin analizinde kullanılan güçlü bir matematiksel modelleme yöntemidir. Bu seri, sistemin hafızalı ve zayıf doğrusal olmayan yanıtlarını ifade edebilmek için çoklu integral çekirdekleriyle tanımlanır. Zaman domeninde bir sistemin çıkışı Denklem 4.1 de gösterilmiştir.

Bu formülde:

- **$H_1(t)$** : birinci derece çekirdek, yani lineer sistemin impuls cevabıdır.
- **$H_2(t_1, t_2)$** : ikinci derece Volterra çekirdeği olup sistemin ikinci dereceden doğrusal olmayan davranışını temsil eder.
- **$H_3(t_1, t_2, t_3)$** : üçüncü derece çekirdek; intermodülasyon distorsiyonu gibi karmaşık etkileri modellemek için gereklidir.

Volterra çekirdeklerinin bu şekilde çoklu integraller biçiminde tanımlanması, sistemin girişine uygulanan sinyalin kendisiyle olan çarpımlarının integrali üzerinden çıkışın hesaplanmasını sağlar. Bu yapı sayesinde hem harmonik hem de intermodülasyon bileşenleri ayrı ayrı incelenebilir.

4.2.3 Volterra serisinin uygulama alanları ve avantajları

Volterra serisi, özellikle zayıf doğrusal olmayan sistemlerin modellenmesi gereken alanlarda sıklıkla tercih edilir. Bu yaklaşım; haberleşme sistemleri, analog devre tasarımı, RF devre analizleri, mikrodalga uygulamaları ve yarı iletken aygıt modellemeleri gibi pek çok mühendislik disiplininde uygulanabilir. FinFET gibi gelişmiş transistör yapılarının karmaşık doğrusal olmayan davranışlarının çözülmesinde Volterra serisi önemli bir teorik temel sağlar.

Volterra serisinin bazı öne çıkan avantajları şunlardır:

- Doğrusal olmayanlık derecesi kontrol edilebilir: Sadece gerekli olan dereceye kadar çekirdek kullanılarak sistem modellenenebilir, bu da hesaplama yükünü azaltır.
- Zamanla değişmeyen sistemler için uygundur: Sistem durağan olduğunda çekirdekler yalnızca zaman farklarına bağlıdır ve bu durum analizi kolaylaştırır.
- Hem harmonik hem de intermodülasyon distorsiyonları hesaplanabilir: Özellikle IMD_1 , IMD_2 ve IMD_3 gibi bozulma bileşenleri doğrudan Volterra çekirdeklerinden türetilerek elde edilebilir.
- Analitik ve sembolik çözüm imkanı sunar: Bilgisayar cebiri araçlarıyla (örneğin Maple) formüller sembolik olarak analiz edilebilir, bu da teori temelli tasarımları mümkün kılar.

Bu avantajlar sayesinde, Volterra serisi hem teorik hem de pratik elektronik mühendisliği çalışmalarında doğrusal olmayanlıkların modellenmesi için güçlü bir araç haline gelmiştir.

4.3 Doğrusal Olmayan Devre Elemanlarının Modellenmesi

FinFET yapısına ait doğrusal olmayan elemanların modellenmesi, bir önceki bölümde açıklanan Volterra çekirdek analizleri kapsamında ele alınmıştır. Özellikle $g_m(V_{gs})$, $C_{gs}(V_{gs})$ ve R_{ds} gibi parametrelerin giriş gerilimiyle olan doğrusal olmayan ilişkileri, ikinci ve üçüncü derece Volterra çekirdeklerine katkı sağlamaktadır. Bu parametrelerin teorik açılımları ve sembolik ifade biçimleri önceki alt başlıklarda detaylı şekilde sunulmuştur. Bu nedenle, bu bölümde ayrıca bir modelleme sunulmayacak; sonraki bölümlerde IMD analizleri doğrudan bu modeller üzerinden gerçekleştirilecektir.

4.4 Giriş Sinyali Tanımı ve Çok Tonlu Uygulama Senaryosu

Doğrusal olmayan sistemlerin analizinde, giriş sinyalinin frekans içeriği ve spektral yapısı büyük önem taşır. Özellikle çok tonlu (multi-tone) sinyaller, sistemin doğrusal olmayanlık karakteristiklerini belirgin biçimde ortaya çıkaran bir test aracıdır. Bu tür

sinyaller, birden fazla frekansta eşzamanlı uyarım yaparak, sistemin yalnızca temel bileşenlere değil, bu bileşenlerin kombinasyonlarına (harmonik ve intermodülasyon ürünleri) verdiği tepkileri gözlemlemeye olanak tanır.

Çok tonlu giriş sinyali genellikle aşağıdaki biçimde tanımlanır:

$$u(t) = \sum_{k=1}^N U_k \cos(\omega_k t + \phi_k) \quad (4.4)$$

Burada:

- U_k : k. bileşenin genliği (V),
- ω_k : k. bileşenin açısal frekansı (rad/s),
- ϕ_k : faz açısı (rad),
- N: ton sayısıdır.

Bu sinyal yapısı, Volterra serisi ile modellenmiş bir sistemin her bir dereceden çekirdeğini uyararak sistemin harmonik ve intermodülasyon tepkilerini üretir.

Örnek: Üç Tonlu Giriş Sinyali

Bu tezde kullanılan örnek giriş sinyali, üç farklı frekans bileşeninden oluşan bir üç tonlu sinyaldir:

$$u(t) = U_1 \cos(\omega_1 t + \phi_1) + U_2 \cos(\omega_2 t + \phi_2) + U_3 \cos(\omega_3 t + \phi_3) \quad (4.4)$$

Bu sinyalin doğrusal olmayan bir sistemden geçmesi durumunda elde edilecek çıkış sinyali; yalnızca ω_1 , ω_2 , ω_3 gibi lineer bileşenleri değil, aynı zamanda aşağıdaki gibi ikinci ve üçüncü derece kombinasyonları da içerecektir:

İkinci Derece Kombinasyonları:

- $\omega_1 + \omega_2, \omega_1 - \omega_2, 2\omega_1, 2\omega_2$ vb.

- **Üçüncü Derece Kombinasyonları (IMD3):**

- $2\omega_1 - \omega_2, \omega_1 + \omega_2 - \omega_3, \omega_1 + \omega_2 + \omega_3, 3\omega_1$ vb.

Bu frekans bileşenleri, özellikle haberleşme sistemleri ve RF devrelerde istenmeyen spektral kirlenmelere sebep olabilir. Dolayısıyla bu sinyal modeli, Volterra serisinin çekirdeklerini ve sistemin doğrusal olmayanlığını test etmek için oldukça etkilidir.

FinFET transistörlerin doğrusal olmayan davranışlarının modellenmesinde üç tonlu sinyaller kullanılarak sistemin IMD1, IMD2 ve IMD3 bileşenlerine verdiği tepkiler gözlemlenmektedir. Bu kapsamda giriş genlikleri sabitlenmiş olup; genellikle aşağıdaki değerler kullanılmaktadır:

$$U_1 = 1V, \quad U_2 = 2V, \quad U_3 = 3V \quad (4.4)$$

Bu sabit genlikli sinyaller yardımıyla, Volterra serisinden elde edilen H_1 , H_2 ve H_3 çekirdekleri üzerinden doğrudan çıkış sinyali analiz edilmekte, her bir frekans bileşeninin genlik katkısı hesaplanabilmektedir. Böylece çok tonlu giriş uygulaması sayesinde hem harmonik hem de intermodülasyon distorsiyonu davranışı kapsamlı şekilde incelenmektedir.

4.5 Üçüncü Derece Transfer Fonksiyonunun Elde Edilmesi (H_3)

Bu bölümde, Volterra serisi kapsamındaki birinci, ikinci ve üçüncü derece transfer fonksiyonları sırasıyla $H_1(\omega)$, $H_2(\omega_1, \omega_2)$ ve $H_3(\omega_1, \omega_2, \omega_3)$ biçiminde çıkarılacaktır. Bunlar, daha sonra intermodülasyon distorsiyonu analizinde kullanılacaktır.

4.5.1 Lineer transfer fonksiyonu $H_1(\omega)$

FinFET küçük sinyal eşdeğer devresine dayalı olarak, lineer transfer fonksiyonu $H_1(\omega)$, giriş iletkenliği (Y_S), yük iletkenliği (Y_L) ve sistem iletkenliğine (Y_T) göre aşağıdaki gibi ifade edilir:

$$H_1(\omega) = \frac{Y_S(\omega)}{Y_S(\omega) + Y_L(\omega)} \quad (4.5)$$

Burada:

- $Y_S(\omega)$: Giriş iletkenliği
- $Y_L(\omega)$: Yük iletkenliği (çıkış admittansı)
- $H_1(\omega)$: Sistemin birinci derece frekans yanıtı (lineer transfer fonksiyonu)

4.5.2 İkinci derece volterra çekirdeği $H_2(\omega_1, \omega_2)$

İkinci derece Volterra çekirdeği $H_2(\omega_1, \omega_2)$, sistemin ikinci mertebeden doğrusal olmayan bileşenlerini modellemek için kullanılır. Bu çekirdek, transistörün g_m parametresinin V_{gs} 'ye göre ikinci türevi olan g_{m2} ifadesine bağlıdır. İlgili transfer fonksiyonu aşağıdaki gibi tanımlanır:

$$g_{m2} = \frac{d^2 g_m}{dV_{GS}^2} \quad (4.6)$$

g_m parametresinin V_{gs} 'ye göre ikinci türevi olan g_{m2} (Denklemler 4.6) kullanılarak H_2 ifadesi şu şekilde yazılır:

$$H_2(\omega_1, \omega_2) = -\frac{H_{1C}(\omega_1)H_{1C}(\omega_2)}{Y_o(\omega_1 + \omega_2)} \left[-g_{m1} \left(\frac{\frac{1}{Z_{gs2}}}{Y_i(\omega_1 + \omega_2)} \right) + g_{m2} + \frac{Y_{ds}g_{m1}^2}{Y_i(\omega_1 + \omega_2)} \right] \quad (4.7)$$

Burada:

- $H_{1C}(\omega)$, çekirdek öncesi transfer fonksiyonudur.
- $Y_i(\omega)$, giriş iletkenliğidir.
- $Y_o(\omega)$, çıkış iletkenliğidir.
- Z_{gs2} , kaynak empedansı ile kapı empedansının birleşimiyle elde edilen ifadedir.
- g_{m1} , doğrusal transkondüktans katsayısıdır.
- g_{m2} , ikinci türev transkondüktans katsayısıdır.
- Y_{ds} , çıkış iletkenliğidir.

Bu ifade, ikinci derece intermodülasyon bileşenlerinin analizinde doğrudan kullanılabilir.

4.5.3 Üçüncü derece volterra çekirdeği $H_3(\omega_1, \omega_2, \omega_3)$

Üçüncü derece Volterra çekirdeği $H_3(\omega_1, \omega_2, \omega_3)$, üçüncü mertebeden intermodülasyon distorsiyonlarının (IMD3) modellenmesinde kullanılır. Bu çekirdek, üç ayrı frekans bileşeninin doğrusal olmayan sistem tarafından nasıl işlendiğini tanımlar. Aşağıdaki ifade, sistem parametrelerine göre türetilmiştir:

$$H_3(\omega_1, \omega_2, \omega_3) = \frac{1}{6} \cdot \frac{d^3 g_m}{dV_{GS}^3} \cdot \frac{1}{Y_T(\omega_1) \cdot Y_T(\omega_2) \cdot Y_T(\omega_3)} \quad (4.8)$$

4.6 Üçüncü Dereceden IMD Analizi ve Volterra Uygulaması

FinFET gibi yarıiletken aygıtlarda doğrusal olmayanlıkların neden olduğu intermodülasyon distorsiyonu (IMD), özellikle yüksek frekanslı çok tonlu girişler altında karmaşık frekans bileşenlerinin oluşumuna yol açar. Bu bağlamda Volterra serisi, giriş-çıkış ilişkisini doğrusal olmayan ve hafızalı sistemlerde modellemek için etkili bir araç

sunar. Üçüncü dereceye kadar genişletilmiş Volterra modeli, IMD analizlerinde gerekli olan harmonik ve çapraz çarpım bileşenlerinin hesaplanmasını sağlar.

Bu çalışmada kullanılan modelde, FinFET eşdeğer devresinin küçük sinyal parametrelerine dayalı olarak H_1 , H_2 ve H_3 çekirdekleri ayrı ayrı tanımlanmış, her bir çekirdek sistemin farklı derece doğrusal olmayan bileşenlerini temsil edecek şekilde oluşturulmuştur. Özellikle üçüncü derece çekirdek olan H_3 IMD3 bileşenlerini temsil eden $2\omega_1 - \omega_2$, $\omega_1 + \omega_2 - \omega_3$ gibi çapraz çarpım terimlerinin doğrudan kaynaklandığı çekirdektir.

Volterra serisinin üçüncü derecesine kadar olan ifadesi aşağıdaki gibi yazılır:

$$y(t) = H_1 \cdot u(t) + H_2 \cdot u^2(t) + H_3 \cdot u^3(t) \quad (4.9)$$

Burada $u(t)$, üç veya daha fazla ton içeren giriş sinyalıdır. Çalışmada üç ton kullanılmış ve bu sinyal aşağıdaki biçimde tanımlanmıştır:

$$u(t) = U_1 \cos(\omega_1 t + \phi_1) + U_2 \cos(\omega_2 t + \phi_2) + U_3 \cos(\omega_3 t + \phi_3) \quad (4.10)$$

Bu giriş sinyali Volterra çekirdeklerine uygulandığında, ikinci ve üçüncü derece terimlerin genişletilmesi sonucunda yalnızca temel frekanslar değil, aynı zamanda harmonik ve intermodülasyon ürünleri de elde edilir. Özellikle üçüncü dereceden IMD bileşenleri, sistemin çıkışında hedef dışı ancak güçlü yan bantlar oluşturabilir. Bu da iletim hattı performansını olumsuz etkileyebilir.

Bu çalışmada, üçüncü derece çekirdeğin katkısıyla oluşan IMD₃ bileşenleri, aşağıdaki gibi birden fazla terimin toplamı olarak modellenir:

$$IMD_3 = \sum_{\substack{i,j,k \\ \omega_i + \omega_j - \omega_k \in IMD_3}} |H_3(\omega_i, \omega_j, -\omega_k)| \cdot U_i \cdot U_j \cdot U_k \quad (4.11)$$

Bu terim, genliklerin ve frekans bileşenlerinin birbirleriyle etkileşimi sonucu oluşan IMD₃'ün sistemdeki mutlak etkisini ifade etmektedir. H_3 ifadesi, g_m 'nin üçüncü türeği olan g_{m3} ile orantılıdır ve sistemin hem giriş hem de çıkış yükleri ile normalize edilmiştir.

Volterra serisi yaklaşımı, doğrusal olmayan sistemlerin çok tonlu giriş sinyallerine verdiği tepkileri frekans bileşenleri düzeyinde analiz edebilme olanağı sunar. Bu bağlamda, sistemin birinci, ikinci ve üçüncü derece çekirdek fonksiyonları (H_1 , H_2 , H_3), sırasıyla temel ton, harmonik ve intermodülasyon bileşenlerini belirler. Her bir çekirdek, belirli bir dereceye kadar olan doğrusal olmayan etkileşimleri temsil eder ve giriş genliklerine (U_1 , U_2 , U_3) bağlı çarpanlarla birlikte ifade edilir. Aşağıda, üç tonlu giriş durumunda sistemin farklı dereceden çekirdekleriyle ilişkili frekans bileşenleri sembolik olarak özetlenmiştir.

Çizelge 4.1. Üç tonlu giriş altında IMD ve harmonik frekans bileşenleri

Bileşen	Frekans	Volterra Derecesi	Açıklama
Temel 1	ω_1	1. Derece (H_1)	Birinci ton
Temel 2	ω_2	1. Derece (H_1)	İkinci ton
Temel 3	ω_3	1. Derece (H_1)	Üçüncü ton
Harmonik	$2\omega_1$	2. Derece (H_2)	Birinci tonun ikinci harmonik bileşeni
Harmonik	$2\omega_2$	2. Derece (H_2)	İkinci tonun ikinci harmonik bileşeni
Harmonik	$2\omega_3$	2. Derece (H_2)	Üçüncü tonun ikinci harmonik bileşeni
IMD2	$\omega_1 \pm \omega_2$	2. Derece (H_2)	İki tonun toplamı ve farkı
IMD2	$\omega_1 \pm \omega_3$	2. Derece (H_2)	İki tonun toplamı ve farkı
IMD2	$\omega_2 \pm \omega_3$	2. Derece (H_2)	İki tonun toplamı ve farkı
Harmonik	$3\omega_1$	3. Derece (H_3)	Birinci tonun üçüncü harmonik bileşeni
Harmonik	$3\omega_2$	3. Derece (H_3)	İkinci tonun üçüncü harmonik bileşeni
Harmonik	$3\omega_3$	3. Derece (H_3)	Üçüncü tonun üçüncü harmonik bileşeni

Çizelge 4.1. (Devam) Üç tonlu giriş altında IMD ve harmonik frekans bileşenleri

IMD3	$2\omega_1 - \omega_2$	3. Derece (H_3)	Üçüncü derece intermodülasyon bileşeni
IMD3	$2\omega_1 - \omega_3$	3. Derece (H_3)	Üçüncü derece intermodülasyon bileşeni
IMD3	$2\omega_2 - \omega_1$	3. Derece (H_3)	Üçüncü derece intermodülasyon bileşeni
IMD3	$2\omega_2 - \omega_3$	3. Derece (H_3)	Üçüncü derece intermodülasyon bileşeni
IMD3	$2\omega_3 - \omega_1$	3. Derece (H_3)	Üçüncü derece intermodülasyon bileşeni
IMD3	$2\omega_3 - \omega_2$	3. Derece (H_3)	Üçüncü derece intermodülasyon bileşeni

Volterra serisi bu yönüyle yalnızca teorik değil; aynı zamanda sayısal olarak da sistem davranışını doğru biçimde ortaya koymak için kullanılabilir. Maple ortamında yapılan sembolik tanımlar ve logaritmik frekans ekseninde çizdirilen H_1 , H_2 , H_3 fonksiyonları bu katkıları açıkça ortaya koymaktadır.

4.6.1 Transfer fonksiyonunun üçüncü dereceye kadar açılımı

Volterra serisi çerçevesinde modellenen doğrusal olmayan sistemin çıkış yanıtı, sistem çekirdeklerinin giriş sinyalleri ile olan çarpımları sonucu oluşur. Üç tonlu bir giriş altında bu çekirdekler sırasıyla H_1 , H_2 ve H_3 ile ifade edilmiştir. Her bir çekirdek, giriş genlikleri ve frekanslarının kombinasyonları üzerinden çok sayıda harmonik ve intermodülasyon bileşeni üretir. Aşağıda verilen uzun transfer fonksiyonu, Maple ortamında üç tonlu giriş sinyali $u(t)$ için üçüncü dereceye kadar açılarak elde edilmiştir. Denklem, sistem çıkışındaki tüm $\cos(\omega)$ biçimindeki harmonik ve IMD terimlerini ayrı ayrı göstermekte; her birinin karşısında çekirdek fonksiyonu ve genlik katsayıları yer almaktadır. “Denklem 4.1” de görülen sistemin çıkışı $y(t)$ aşağıdaki gibidir:

$y(t)=$

$$\begin{aligned}
& \frac{H_2 U_0^2}{2} + \frac{H_2 U_2^2}{2} + \frac{H_2 U_4^2}{2} + \frac{H_2 U_1^2}{2} + \frac{H_2 U_0^2 \cos(2 \omega_0)}{2} + \frac{H_2 U_2^2 \cos(2 \omega_2)}{2} + \frac{H_3 U_1^3 \cos(3 \omega_1)}{4} \\
& + \frac{3 H_3 U_1^3 \cos(\omega_1)}{4} + \frac{H_2 U_4^2 \cos(2 \omega_4)}{2} + \frac{H_2 U_1^2 \cos(2 \omega_1)}{2} + \frac{H_2 U_3^2 \cos(2 \omega_3)}{2} + \frac{H_3 U_2^3 \cos(3 \omega_2)}{4} \\
& + \frac{3 H_3 U_2 \cos(\omega_2)}{4} + \frac{3 H_3 U_3^3 \cos(3 \omega_3)}{4} + \frac{3 H_3 U_3^3 \cos(3 \omega_4)}{4} + \frac{3 H_3 U_4^3 \cos(\omega_4)}{4} \\
& + \frac{H_3 U_0^3 \cos(3 \omega_0)}{4} + \frac{3 H_3 U_1^2 \cos(\omega_2)}{2} + \frac{3 H_3 U_0^2 \cos(-\omega_4 + 2 \omega_0)}{4} + \frac{3 H_3 U_0^2 \cos(\omega_2 + 2 \omega_0)}{4} \\
& + \frac{3 H_3 U_0^2 \cos(\omega_3 + 2 \omega_0)}{4} + \frac{3 H_3 U_0^2 \cos(\omega_4 + 2 \omega_0)}{4} + \frac{3 H_3 U_2^2 \cos(\omega_4)}{2} \\
& + \frac{3 H_3 U_2^2 \cos(-\omega_4 + 2 \omega_2)}{4} + \frac{3 H_3 U_2^2 \cos(\omega_4 + 2 \omega_2)}{4} + \frac{3 H_3 U_1 U_2 U_3 \cos(-\omega_3 + \omega_1 - \omega_2)}{2} \\
& + \frac{3 H_3 U_1 U_2 U_3 \cos(\omega_3 + \omega_1 - \omega_2)}{2} + \frac{3 H_3 U_1 U_2 U_4 \cos(\omega_4 + \omega_1 - \omega_2)}{2} \\
& + \frac{3 H_3 U_1 U_2 U_4 \cos(-\omega_4 + \omega_1 - \omega_2)}{2} + \frac{3 H_3 U_1 U_3 U_4 \cos(\omega_4 + \omega_1 - \omega_3)}{2} \\
& + \frac{3 H_3 U_1 U_3 U_4 \cos(-\omega_4 + \omega_1 - \omega_3)}{2} + \frac{3 H_3 U_1 U_3 U_4 \cos(\omega_4 + \omega_1 + \omega_3)}{2} \\
& + \frac{3 H_3 U_1 U_3 U_4 \cos(-\omega_4 + \omega_1 + \omega_3)}{2} + \frac{3 H_3 U_1 U_2 U_4 \cos(\omega_4 + \omega_2 + \omega_3)}{2} \\
& + \frac{3 H_3 U_1 U_2 U_4 \cos(-\omega_4 + \omega_2 + \omega_3)}{2} + \frac{3 H_3 U_0 U_1 U_4 \cos(-\omega_4 + \omega_0 - \omega_1)}{2} \\
& + \frac{3 H_3 U_0 U_1 U_4 \cos(\omega_4 + \omega_0 - \omega_1)}{2} + \frac{3 H_3 U_0 U_1 U_4 \cos(\omega_4 + \omega_0 + \omega_1)}{2} \\
& + \frac{3 H_3 U_0 U_1 U_4 \cos(-\omega_4 + \omega_0 + \omega_1)}{2} + \frac{3 H_3 U_0 U_2 U_3 \cos(-\omega_3 + \omega_0 - \omega_2)}{2} \\
& + \frac{3 H_3 U_0 U_2 U_3 \cos(\omega_3 + \omega_0 - \omega_2)}{2} + \frac{3 H_3 U_0 U_2 U_4 \cos(-\omega_4 + \omega_0 - \omega_2)}{2} \\
& + \frac{3 H_3 U_0 U_2 U_4 \cos(\omega_4 + \omega_0 - \omega_2)}{2} + \frac{3 H_3 U_0 U_3 U_4 \cos(\omega_4 + \omega_0 - \omega_3)}{2} \\
& + \frac{3 H_3 U_0 U_3 U_4 \cos(-\omega_4 + \omega_0 - \omega_3)}{2} + 3 H_3 U_0 U_3 U_4 \cos(\omega_4 + \omega_0 + \omega_3) + 3 H_3 U_0 U_3 U_4 \cos(-\omega_4 \\
& + \omega_0 + \omega_3) + \frac{3 H_3 U_0 U_1 U_2 \cos(-\omega_2 + \omega_0 - \omega_1)}{2} + \frac{3 H_3 U_0 U_1 U_2 \cos(\omega_2 + \omega_0 - \omega_1)}{2} \\
& + \frac{3 H_3 U_0 U_1 U_2 \cos(\omega_2 + \omega_0 + \omega_1)}{2} + 3 H_3 U_0 U_1 U_3 \cos(-\omega_3 + \omega_0 + \omega_1) + 3 H_3 U_0 U_1 U_3 \cos(\omega_3 \\
& + \omega_0 + \omega_1) + \frac{3 H_3 U_0 U_2 U_4 \cos(-\omega_4 + \omega_0 + \omega_2)}{2} + \frac{3 H_3 U_0 U_2 U_4 \cos(\omega_4 + \omega_0 + \omega_2)}{2} \\
& + H_1 U_1 \cos(\omega_1) + H_1 U_3 \cos(\omega_3) + H_1 U_0 \cos(\omega_0) + H_1 U_4 \cos(\omega_4) + H_1 U_2 \cos(\omega_2) \\
& + H_2 U_1 U_4 \cos(\omega_1 + \omega_4) + H_2 U_2 U_3 \cos(\omega_2 - \omega_3) + H_2 U_3 U_2 \cos(\omega_2 + \omega_3) + H_2 U_0 U_1 \cos(\omega_0 \\
& - \omega_1) + H_2 U_0 U_2 \cos(\omega_0 - \omega_2) + H_2 U_0 U_2 \cos(\omega_0 + \omega_2) + H_2 U_0 U_3 \cos(\omega_0 - \omega_3) \\
& + H_2 U_0 U_3 \cos(\omega_0 + \omega_3) + H_2 U_0 U_4 \cos(\omega_0 - \omega_4) + H_2 U_0 U_4 \cos(\omega_0 + \omega_4) + H_2 U_1 U_2 \cos(\omega_1 \\
& - \omega_2) + H_2 U_1 U_2 \cos(\omega_1 + \omega_2) + H_2 U_3 U_4 \cos(\omega_3 - \omega_4) + \frac{3 H_3 U_1 U_3 \cos(\omega_1 - \omega_3)}{2} \\
& + \frac{3 H_3 U_1 U_4 \cos(\omega_1 - \omega_4)}{2} + \frac{3 H_3 U_2 U_3^2 \cos(\omega_2 + 2 \omega_3)}{4} + \frac{3 H_3 U_1 U_3^2 \cos(\omega_1 - 2 \omega_3)}{4}
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& + \frac{3 H_3 U_1 U_3^2 \cos(\omega_1 + 2 \omega_3)}{4} + \frac{3 H_3 U_1 \cos(\omega_1) U_4^2}{2} + \frac{3 H_3 U_1 U_4^2 \cos(\omega_1 - 2 \omega_4)}{4} \\
& + \frac{3 H_3 U_1 U_4^2 \cos(\omega_1 + 2 \omega_4)}{4} + \frac{3 H_3 U_1^2 U_2 \cos(\omega_2)}{2} + \frac{3 H_3 U_1^2 U_2 \cos(\omega_2 + 2 \omega_1)}{4} \\
& + \frac{3 H_3 U_1^2 U_3 \cos(\omega_3 + 2 \omega_1)}{4} + \frac{3 H_3 U_1^2 U_3 \cos(-\omega_3 + 2 \omega_1)}{4} + \frac{3 H_3 U_1^2 U_4 \cos(\omega_4 + 2 \omega_1)}{4} \\
& + \frac{3 H_3 U_1^2 U_4 \cos(-\omega_4 + 2 \omega_1)}{4} + \frac{3 H_3 U_0^2 U_2 \cos(\omega_2)}{2} + \frac{3 H_3 U_0^2 U_2 \cos(\omega_2 + 2 \omega_0)}{4} \\
& + \frac{3 H_3 U_0^2 U_3 \cos(\omega_3 + 2 \omega_0)}{4} + \frac{3 H_3 U_0^2 U_3 \cos(-\omega_3 + 2 \omega_0)}{4} + \frac{3 H_3 U_0^2 U_4 \cos(\omega_4 + 2 \omega_0)}{4} \\
& + \frac{3 H_3 U_0^2 U_4 \cos(-\omega_4 + 2 \omega_0)}{4} + 3 H_3 U_0 \cos(\omega_0) U_1^2 + \frac{3 H_3 U_0 U_1^2 \cos(\omega_0 - 2 \omega_1)}{4} \\
& + \frac{3 H_3 U_0 U_1^2 \cos(\omega_0 + 2 \omega_1)}{4} + \frac{3 H_3 U_0 U_2^2 \cos(\omega_0 - 2 \omega_2)}{4} + \frac{3 H_3 U_0 U_2^2 \cos(\omega_0 + 2 \omega_2)}{4} \\
& + \frac{3 H_3 U_0 \cos(\omega_0) U_2^2}{2} + \frac{3 H_3 U_0 \cos(\omega_0) U_3^2}{2} + \frac{3 H_3 U_0 U_3^2 \cos(\omega_0 - 2 \omega_3)}{4} \\
& + \frac{3 H_3 U_0 U_3^2 \cos(\omega_0 + 2 \omega_3)}{4} + \frac{3 H_3 U_0 \cos(\omega_0) U_4^2}{2} + \frac{3 H_3 U_0 U_4^2 \cos(\omega_0 - 2 \omega_4)}{4} \\
& + \frac{3 H_3 U_0 U_4^2 \cos(\omega_0 + 2 \omega_4)}{4} + \frac{3 H_3 U_0^2 U_1 \cos(\omega_1)}{4} + \frac{3 H_3 U_0^2 U_1 \cos(\omega_1 + 2 \omega_0)}{4} \\
& + \frac{3 H_3 U_2 U_4^2 \cos(\omega_2 + 2 \omega_4)}{4} + \frac{3 H_3 U_2^2 U_3 \cos(\omega_3 + 2 \omega_2)}{4} + \frac{3 H_3 U_3 U_4^2 \cos(\omega_3 - 2 \omega_4)}{4} \\
& + \frac{3 H_3 U_3 U_4^2 \cos(\omega_3 + 2 \omega_4)}{4} + \frac{3 H_3 U_3^2 U_4 \cos(-\omega_4 + 2 \omega_3)}{4} + \frac{3 H_3 U_3^2 U_4 \cos(\omega_4)}{2} \\
& + \frac{3 H_3 U_3^2 U_4 \cos(\omega_4 + 2 \omega_3)}{4} + \frac{3 H_3 U_1^2 \cos(\omega_0) U_2^2}{4} + \frac{3 H_3 U_1 U_2^2 \cos(\omega_1 - 2 \omega_2)}{4} \\
& + \frac{H_2 U_2 U_4 \cos(\omega_2 - \omega_4)}{2} + \frac{H_2 U_2 U_4 \cos(\omega_2 + \omega_4)}{2} + \frac{3 H_3 U_2 \cos(\omega_3) U_4^2}{2}
\end{aligned}
\tag{4.12}$$

Bu çalışmada intermodülasyon distorsiyonu (IMD) analizi, sistemin genişletilmiş transfer fonksiyonunda yer alan sabit terimler, temel tonlar ve harmonik bileşenlerin dışlanmasıyla elde edilen IMD_1 , IMD_2 ve IMD_3 frekans bileşenleri üzerinden gerçekleştirilmiştir. Söz konusu bileşenler, Volterra serisinin üçüncü derecesine kadar olan genişletilmiş hali dikkate alınarak, frekans etkileşimleri temelinde sistematik biçimde belirlenmiştir.

5. BULGULAR VE TARTIŞMA

Bu bölümde, FinFET transistörün doğrusal olmayan davranışına ilişkin elde edilen teorik ve sayısal sonuçlar değerlendirilmiştir. Çalışmada, üç tonlu bir giriş sinyali kullanılarak Volterra serisi kapsamında sistemin çıkış tepkisi detaylı şekilde analiz edilmiş; elde edilen transfer fonksiyonu üzerinden harmonik, sabit ve intermodülasyon bileşenleri ayrıştırılmıştır. İncelemeler hem sembolik ifadelerle hem de Maple tabanlı sayısal çizimlerle desteklenmiştir. İlk olarak, FinFET'in transkonduktans karakteristiği üçüncü derece polinomla modellenmiş ve elde edilen $g_m(V_{gs})$ eğrisi üzerinden birinci, ikinci ve üçüncü türev değerleri sırasıyla g_{m1} , g_{m2} ve g_{m3} olarak hesaplanmıştır. Bu türevler, sistemin doğrusal olmayan yanıtını belirleyen Volterra çekirdeklerinin tanımlanmasında doğrudan rol oynamaktadır. Özellikle g_{m3} , üçüncü derece intermodülasyon (IMD_3) bileşenlerinin büyüklüğünü etkileyen kritik bir parametre olmuştur. Çalışmada tanımlanan küçük sinyal eşdeğer devresi temel alınarak, giriş ve çıkış empedansları üzerinden sistemin transfer fonksiyonu elde edilmiştir. Bu transfer fonksiyonu, Volterra serisi kapsamında H_1 , H_2 ve H_3 çekirdekleriyle temsil edilmiştir. Her bir çekirdek fonksiyonu logaritmik frekans ekseninde çizdirilmiş ve sistemin frekans cevabı analiz edilmiştir. Sonuçlar, sistemin hem temel tonlara hem de harmonik ve çapraz çarpım frekanslarına duyarlı olduğunu göstermektedir. Üç tonlu giriş sinyalinin Volterra çekirdeklerine uygulanmasıyla birlikte elde edilen transfer fonksiyonu, trigonometrik açılımlarla genişletilmiş ve çıkış sinyalindeki bileşenler frekanslarına göre sınıflandırılmıştır. Sabit terimler, temel bileşenler, harmonikler ve IMD_1 , IMD_2 , IMD_3 ürünleri ayrıştırılmış ve sadece hedef dışı IMD bileşenleri çalışmanın kapsamına dahil edilmiştir. Özellikle IMD_3 bileşenleri, iletişim sistemlerinde parazite neden olabilecek yan bantları oluşturduğundan bu bileşenler detaylı biçimde analiz edilmiştir.

Ayrıca, 10, 30, 50 ve 80 finger'lı FinFET yapıları için karakteristik parametreler ayrı ayrı değerlendirilmiş ve her yapı için IMD_3 genliği hesaplanmıştır. Elde edilen sonuçlar, finger sayısının artmasıyla birlikte g_m ve C_{gs} gibi parametrelerin daima lineer artmadığını, bunun da IMD_3 genliği üzerinde karmaşık bir etki yarattığını ortaya koymuştur. Bu da IMD açısından optimum finger sayısının belirlenmesi gerektiğini göstermektedir.

Sonuç olarak, bu bölümde elde edilen bulgular, teorik Volterra modellemesinin pratik sistem karakteristikleriyle tutarlı bir şekilde IMD analizine olanak sağladığını göstermiştir. Sayısal çizimler ve sembolik ifadeler ışığında, doğrusal olmayan sistem davranışlarının frekans düzleminde detaylı bir şekilde modellenmesi ve değerlendirilmesi mümkün olmuştur.

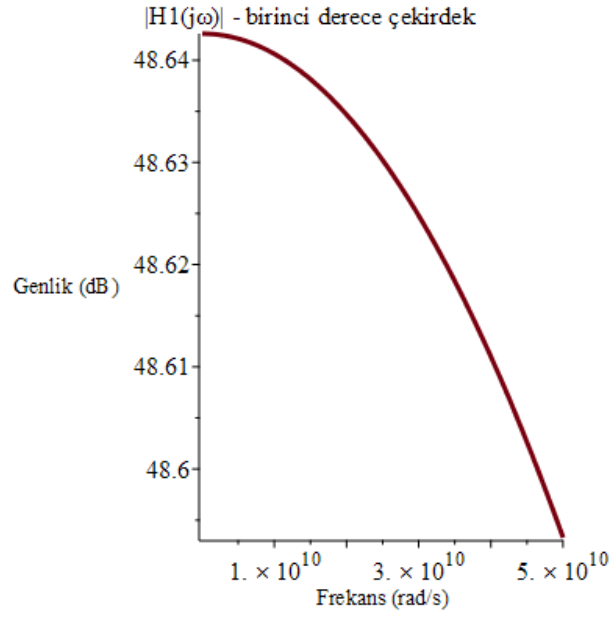
5.1. Volterra Çekirdek Fonksiyonları (H_1 , H_2 , H_3) ve Frekans Tepkileri

Bu çalışmada doğrusal olmayan sistem davranışlarını incelemek amacıyla kullanılan Volterra serisi, üç tonlu giriş sinyalinin sistem çıkışında oluşturduğu frekans bileşenlerini analiz etmeye olanak tanımıştır. Birinci derece çekirdek fonksiyonu H_1 , sistemin lineer transfer fonksiyonunu temsil ederken; H_2 ve H_3 sırasıyla ikinci ve üçüncü dereceden doğrusal olmayan etkileri ve bu etkilerin oluşturduğu harmonik ve intermodülasyon bileşenlerini tanımlar. Maple ortamında geliştirilen sembolik modellemeye dayalı olarak, FinFET transistörün küçük sinyal eşdeğer devresi üzerinden $H_1(\omega)$, $H_2(\omega_1, \omega_2)$ ve $H_3(\omega_1, \omega_2, \omega_3)$ çekirdek fonksiyonları elde edilmiştir. Bu fonksiyonlar, sistemin giriş ve çıkış iletkenliklerine (Y_T), ayrıca transkonduktans türevlerine (g_{m1} , g_{m2} , g_{m3}) bağlı olarak hesaplanmıştır. Özellikle üçüncü derece çekirdek fonksiyonu H_3 , intermodülasyon distorsiyonlarının (IMD_3) değerlendirilmesinde kritik bir role sahiptir. Aşağıda, elde edilen çekirdek fonksiyonlarının frekansa bağlı genlik davranışlarını gösteren logaritmik ölçekli grafikler sunulmuştur. Her bir çekirdek, belirli frekans aralıklarında farklı büyüklüklerde genlik sergilemekte olup; bu farklılık sistemin hangi frekanslarda daha fazla doğrusal olmayanlık oluşturduğunu göstermektedir.

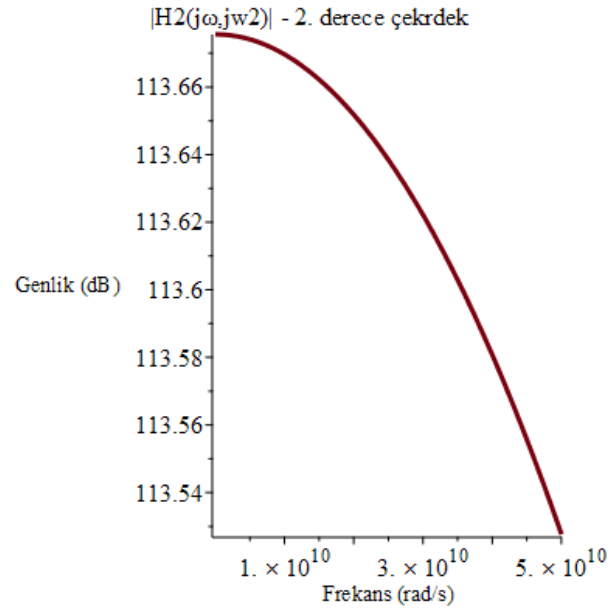
5.1.1 10 Finger değeri için volterra çekirdekleri frekans tepkileri

10 finger'lı FinFET yapısı için birinci, ikinci ve üçüncü derece Volterra çekirdek fonksiyonlarının genlik-frekans tepkileri incelenmiştir. Grafiklerde, frekans eksenini logaritmik ölçekte tutulmuş ve genlik değerleri dB cinsinden ifade edilmiştir.

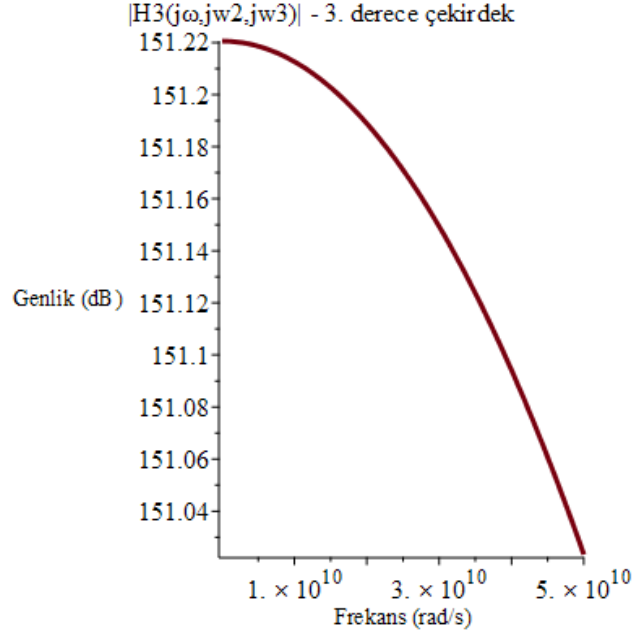
Şekil 5.1'de görüldüğü üzere birinci derece çekirdek fonksiyonu $H_1(j\omega)$, düşük frekanslarda yaklaşık olarak 48.64 dB genliğe sahipken, frekans arttıkça genlikte hafif bir azalma gözlenmektedir. Bu, devrenin giriş-çıkış arasındaki doğrusal aktarım kazancının yüksek frekanslarda düşmeye başladığını göstermektedir.



Şekil 5.1. –10 Finger FinFET birinci derece çekirdek $|H_1(j\omega)|$ frekans tepkisi (dB)



Şekil 5.2. –10 Finger FinFET ikinci derece çekirdek $|H_2(j\omega, j\omega_2)|$ frekans tepkisi (dB)

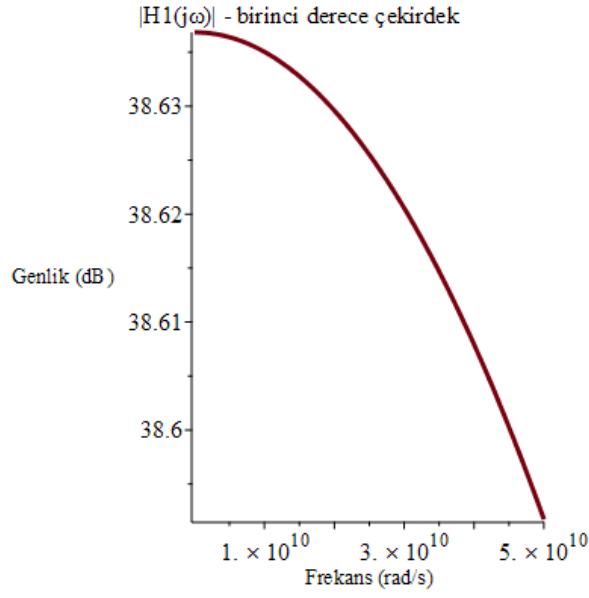


Şekil 5.3. – 10 Finger FinFET üçüncü derece çekirdek $|H_3(j\omega, j\omega_2, j\omega_3)|$ frekans tepkisi (dB)

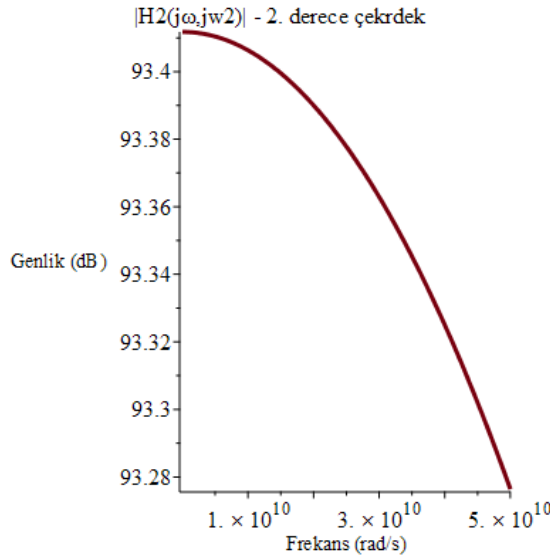
Şekil 5.2 ve Şekil 5.3'te yer alan $H_2(j\omega_1, j\omega_2)$ ve $H_3(j\omega_1, j\omega_2, j\omega_3)$ çekirdekleri ise sırasıyla 113.68 dB ve 151.22 dB civarındaki başlangıç genlikleriyle sistemin ikinci ve üçüncü derece doğrusal olmayan tepkilerini temsil etmektedir. Her iki grafikte de frekans arttıkça çekirdek genliklerinde düşüş gözlemlenmektedir. Bu eğilim, yüksek frekanslarda sistemin doğrusal olmayan katkılarının azalabileceğine işaret etmektedir.

5.1.2 30 Finger değeri için volterra çekirdekleri frekans tepkileri

Şekil 5.4'de 30 finger yapısına sahip FinFET'in birinci derece Volterra çekirdeği $H_1(j\omega)$ 'nın frekans tepkisi gösterilmiştir. Genlik değeri dB cinsinden ifade edilmiştir ve 10^9 – 10^{10} rad/s aralığında azalan bir karakteristik sergilemektedir. Bu azalma, giriş sinyalinin sistemde maruz kaldığı zayıflamayı ve dağılımı temsil eder.

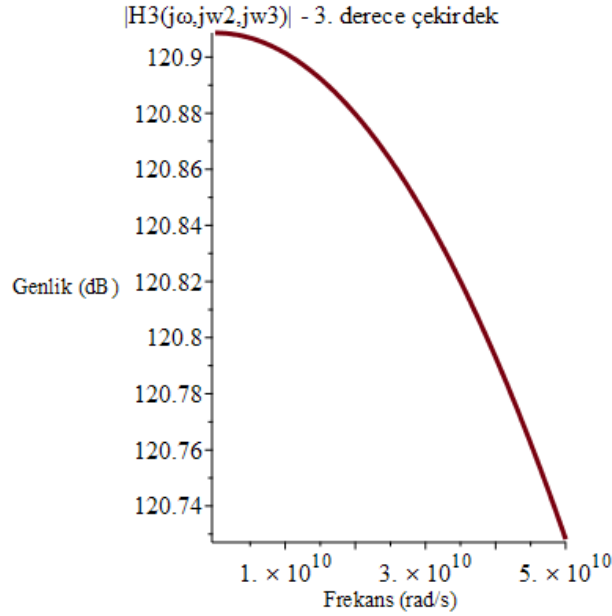


Şekil 5.4. –30 Finger FinFET birinci derece çekirdek $|H_1(j\omega)|$ frekans tepkisi (dB)



Şekil 5.5. –30 Finger FinFET ikinci derece çekirdek $|H_2(j\omega, j\omega_2)|$ frekans tepkisi (dB)

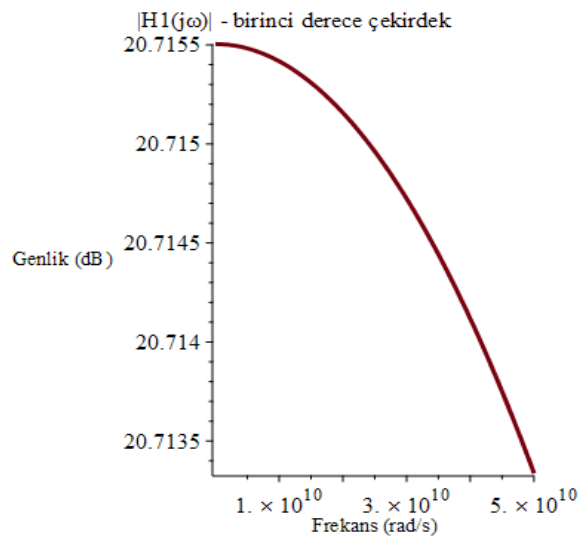
Şekil 5.5, ikinci derece Volterra çekirdeği olan H_2 'nin logaritmik genlik-frekans ilişkisini göstermektedir. Sistem içindeki ikinci dereceden lineer olmayan bileşenlerin katkısı bu eğriyle modellenmiştir. Frekans arttıkça sistemin ikinci derece cevabında da zayıflama gözlenmektedir.



Şekil 5.6. – 30 Finger FinFET üçüncü derece çekirdek $|H_3(j\omega, j\omega_2, j\omega_3)|$ frekans tepkisi (dB)

Şekil 5.6’da üçüncü derece çekirdek fonksiyonu olan H_3 ’ün frekans tepkisi verilmiştir. IMD_3 analizleri açısından kritik öneme sahip olan bu fonksiyon, sistemin üçüncü dereceden lineer olmayanlıklarının frekansla nasıl değiştiğini göstermektedir. Genliğin frekansla birlikte azaldığı gözlemlenmektedir.

5.1.3 50 Finger değeri için volterra çekirdekleri frekans tepkileri

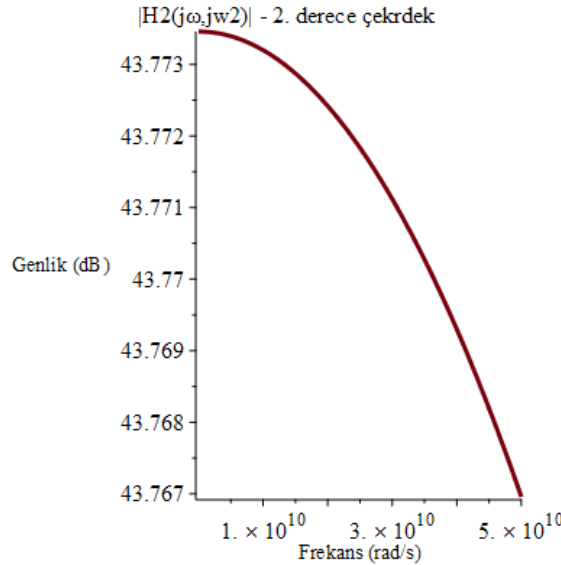


Şekil 5.7. – 50 Finger FinFET birinci derece çekirdek $|H_1(j\omega)|$ frekans tepkisi (dB)

Şekil 5.7’de gösterildiği gibi birinci derece Volterra çekirdeği $H_1(j\omega)$ ifadesinin frekans yanıtı sunulmuştur. Bu çekirdek, sistemin lineer davranışını temsil eder ve giriş sinyali ile çıkış sinyali arasındaki temel frekans bileşenlerinin iletimini belirler. Şekilde, logaritmik frekans eksenine karşılık olarak çizilen genlik (dB) değerleri, sistemin belirli bir bant genişliği içerisinde nasıl bir zayıflama gösterdiğini ortaya koymaktadır.

Birinci derece çekirdek olan $H_1(j\omega)$, FinFET’in küçük sinyal eşdeğer devresi üzerinden elde edilen transfer fonksiyonuna karşılık gelir. Bu çekirdeğin değeri, özellikle düşük frekanslarda sabit kalırken, frekans arttıkça belirgin bir azalma eğilimi gösterir. Bu durum, sistemin yüksek frekans bileşenleri için daha az geçirgen hale geldiğini ve bu bölgelerdeki bileşenleri daha fazla zayıflatıldığını göstermektedir.

Bu grafik aynı zamanda doğrusal modelleme doğrultusunda sistem davranışının analizinde kritik öneme sahiptir. Çünkü doğrusal olmayan etkileşimleri anlamak için önce sistemin doğrusal yanıtının tam olarak karakterize edilmesi gerekir. Dolayısıyla, $H_1(j\omega)$ ’nin frekans karakteristiği, hem IMD analizinin temeli olarak hem de sistemin genel bant genişliğinin belirlenmesinde temel bir ölçüt işlevi görür.



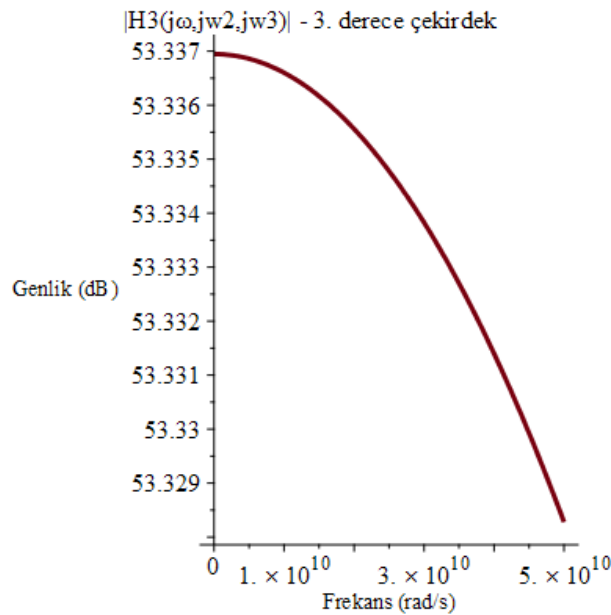
Şekil 5.8. – 50 Finger FinFET ikinci derece çekirdek $|H_2(j\omega, j\omega_2)|$ frekans tepkisi (dB)

Şekil 5.8, ikinci derece Volterra çekirdeği olan $H_2(j\omega, j\omega_2)$ ifadesinin frekans yanıtını göstermektedir. Bu çekirdek, sistemin doğrusal olmayan ikinci dereceden davranışlarını temsil eder ve genellikle harmonik bileşenlerin (örneğin $2\omega_1, \omega_1+\omega_2$) oluşumundan sorumludur.

Grafikte genlik (dB) ekseninde gözlemlenen eğilim, sistemin ikinci dereceden doğrusal olmayan bileşenleri ne ölçüde ilettiğine dair bilgi verir. Düşük frekanslarda görece sabit kalan bu yanıt, frekans yükseldikçe düşüş eğilimi gösterir. Bu da, FinFET yapısının ikinci harmonikleri veya iki tonun toplam/fark bileşenlerini yüksek frekanslarda daha az ilettiği anlamına gelir.

Bu çekirdek, özellikle IMD_2 analizinde kritik rol oynar. Çünkü IMD_2 ürünleri, çoğunlukla bu ikinci derece çekirdek üzerinden modellenir. Grafik üzerinden, sistemin hangi frekans aralığında ikinci dereceden intermodülasyon üretmeye daha yatkın olduğu da yorumlanabilir.

Dolayısıyla $H_2(j\omega, j\omega_2)$ 'nin doğru biçimde modellenmesi, sistemin ikinci dereceden bozulmalarının anlaşılmasında temel bir adımdır.

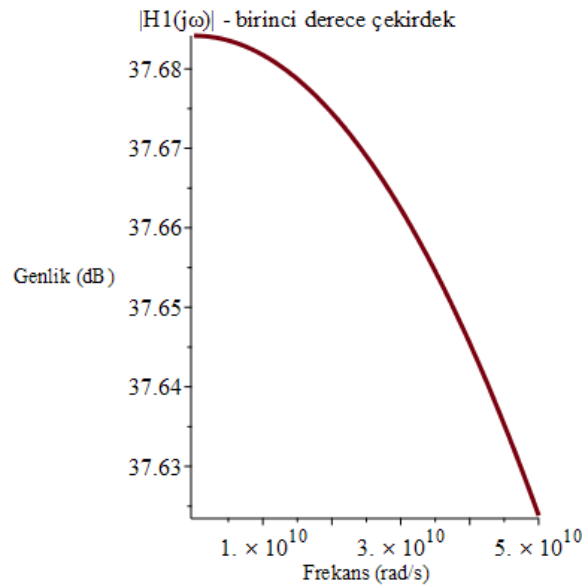


Şekil 5.9. – 50 Finger FinFET üçüncü derece çekirdek $|H_3(j\omega, j\omega_2, j\omega_3)|$ frekans tepkisi (dB)

Şekil 5.9’te gösterilen frekans yanıtı, üçüncü derece Volterra çekirdeği $H_3(j\omega, j\omega_2, j\omega_3)$ ’ye karşılık gelmektedir. Bu çekirdek, sistemin üçüncü dereceden doğrusal olmayanlıklarını temsil eder ve özellikle IMD_3 bileşenlerinin oluşumunun temel kaynağıdır. Grafikte gözlemlenen genlik eğrisi, sistemin üç tonun çarpımıyla oluşan frekans bileşenlerini ne ölçüde ilettiğini göstermektedir. IMD_3 bileşenleri genellikle hedef dışı bantlara düşerek iletim hatlarında parazit ve parazitik etkileşimlere yol açar. Bu nedenle, $H_3(j\omega, j\omega_2, j\omega_3)$ ’nin genlik yanıtı, özellikle iletişim sistemlerinde spektral saflığın korunması açısından kritik öneme sahiptir. Bu çekirdeğin yüksek genlikli olduğu frekans bölgelerinde sistemin IMD_3 üretimi daha yüksektir. Grafik aynı zamanda, giriş genliklerinin (U_1, U_2, U_3) çarpımıyla ağırlıklandırılacak olan bu çekirdeğin, hangi frekanslarda sistem çıkışını daha çok etkilediğine dair önemli bir ipucu sunar.

Kısacası $H_3(j\omega, j\omega_2, j\omega_3)$ fonksiyonunun frekans eksenindeki davranışı, üçüncü derece intermodülasyon distorsiyonunun şiddeti ve konumunu anlamak açısından son derece değerlidir.

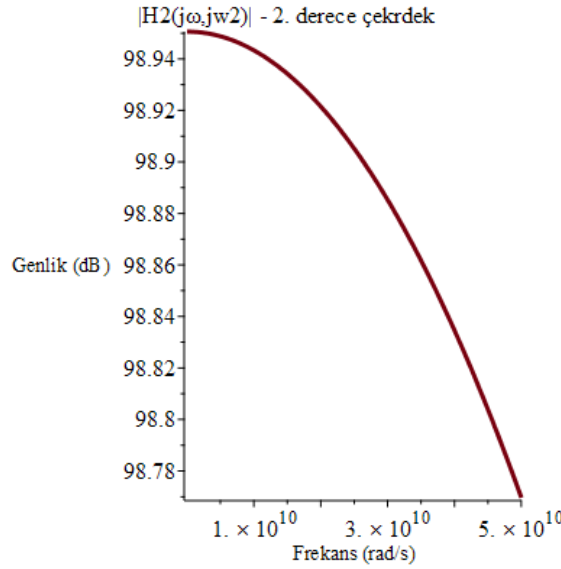
5.1.4 80 Finger değeri için volterra çekirdekleri frekans tepkileri



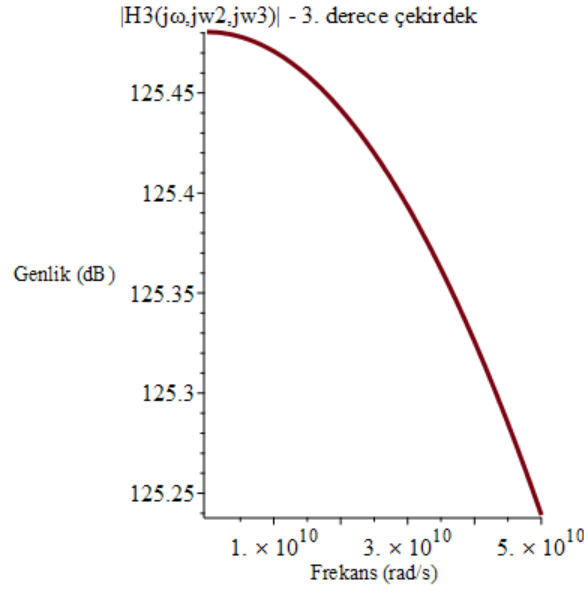
Şekil 5.10. – 80 Finger FinFET birinci derece çekirdek $|H_1(j\omega)|$ frekans tepkisi (dB)

Şekil 5.10'da H_1 çekirdeğine karşılık gelen frekans cevabının dB cinsinden genlik değeri frekansla birlikte monoton biçimde azaldığı görülmektedir. 10, 30 ve 50 finger yapılarıyla karşılaştırıldığında, 80 finger'lı yapıdaki H_1 genliği, daha düşük bir başlangıç seviyesinden başlamakta ve daha geniş bir frekans aralığında azalarak devam etmektedir. Bu durum, cihazın artan parazitik kapasitans etkilerinden dolayı düşük frekanslarda daha az kazanç üretmesiyle ilişkilidir.

İkinci derece çekirdeğin frekans yanıtı da benzer şekilde düşen bir eğri sunmaktadır (Şekil 5.11). Bu çekirdek genellikle ikinci dereceden distorsiyon (IMD_2) ürünlerine katkı sağlar. 80 finger konfigürasyonunda H_2 'nin dB cinsinden genliği, 30 ve 50 finger'a göre daha yüksek başlasa da düşüş hızı daha belirgindir. Bu durum, cihazın ikinci dereceden doğrusal olmayan yanıtının parazitik elemanlar tarafından baskılandığını gösterir.



Şekil 5.11. – 80 Finger FinFET ikinci derece çekirdek $|H_2(j\omega, j\omega_2)|$ frekans tepkisi (dB)



Şekil 5.12. – 80 Finger FinFET üçüncü derece çekirdek $|H_3(j\omega, j\omega_2, j\omega_3)|$ frekans tepkisi (dB)

Üçüncü derece çekirdek fonksiyonu H_3 , cihazın üçüncü derece doğrusal olmayan karakterini ve IMD_3 ürünlerini temsil eder. Grafikte, genlik değeri frekansa bağlı olarak azalan bir eğri ile sunulmuştur. 80 finger'lı yapıda IMD_3 bileşeninin yüksek frekanslarda zayıfladığı görülmektedir. Ancak başlangıç genliği yine de oldukça yüksektir ve bu yapıların IMD_3 analizlerinde kritik bir rol oynadığını göstermektedir.

Bu çalışmada 10, 30, 50 ve 80 finger sayısına sahip FinFET yapıları için Volterra serisinin ilk üç derecesine karşılık gelen çekirdek fonksiyonları (H_1 , H_2 , H_3) hesaplanmış ve frekans bölgesinde karşılaştırmalı olarak analiz edilmiştir.

- **H_1 çekirdeği açısından:** Finger sayısı arttıkça, H_1 çekirdeğinin başlangıç kazancı düşmektedir. Bu durum, yapıya dahil edilen parazitik bileşenlerin (örneğin, C_{pg} , C_{pd} , R_{sub}) artmasıyla girişteki sinyalin daha fazla zayıflamasından kaynaklanır. 10 finger için H_1 genliği ~ 48.6 dB iken, 80 finger için bu değer ~ 37.6 dB seviyesine gerilemiştir.
- **H_2 çekirdeği açısından:** H_2 genlikleri de benzer şekilde finger sayısına duyarlıdır. 10 finger için elde edilen H_2 genliği yaklaşık 113.6 dB iken, 80 finger için bu

değer yaklaşık 98.9 dB'ye düşmektedir. Bu azalma, ikinci dereceden doğrusal olmayan bileşenlerin parazitik yüklerle bastırılmasıyla ilişkilidir.

- **H₃ çekirdeği açısından:** Üçüncü derece çekirdek H₃, harmonik ve intermodülasyon distorsiyonlarının belirlenmesinde en kritik olan bileşendir. 10 finger için yaklaşık 151.2 dB olan H₃ çekirdeği, 80 finger'da yaklaşık 125.4 dB seviyesine gerilemiştir. Bu, finger sayısı arttıkça lineer olmayan distorsiyonun frekansla birlikte azaldığını göstermektedir.

Sonuç olarak, finger sayısı arttıkça tüm Volterra çekirdeklerinin genlik düzeylerinde belirgin bir azalma gözlenmiştir. Bu durum, büyük ölçekli FinFET yapıların yüksek kazanç yerine daha düşük doğrusal olmayan yanıt ve daha az distorsiyon üretme eğiliminde olduğunu göstermektedir. Bu sonuçlar, tasarım aşamasında finger sayısının sadece kazanç değil, aynı zamanda harmonik bozunum performansı açısından da optimize edilmesi gerektiğini vurgulamaktadır.

5.2 Farklı Finger Değerlerinde FinFET IMD Analizi

Yüksek frekanslı uygulamalarda kullanılan FinFET transistörlerin performansı, yalnızca doğrusal kazanç parametreleriyle değil, aynı zamanda doğrusal olmayan karakteristiklerinin neden olduğu intermodülasyon distorsiyonu (IMD) düzeyleriyle de belirlenmektedir. Çok tonlu sinyal ortamlarında çalışan sistemlerde, doğrusal olmayanlıklar nedeniyle temel frekansların dışında harmonik, IMD2 ve IMD3 gibi hedef dışı frekans bileşenleri oluşmaktadır. Bu durum, özellikle alıcı tasarımlarında kanal dışı bastırma oranını etkileyerek istenmeyen spektral kirlenmelere ve performans kayıplarına yol açabilir.

Bu çalışmada, FinFET'in küçük sinyal eşdeğer devresine dayalı olarak Volterra serisi yaklaşımı kullanılarak IMD₁, IMD₂ ve IMD₃ bileşenleri ayrıntılı biçimde analiz edilmiştir. Üç tonlu bir giriş sinyali altında yapılan analizde, birinci (H₁), ikinci (H₂) ve üçüncü (H₃) derece Volterra çekirdek fonksiyonları tanımlanarak sistem çıkışındaki tüm frekans bileşenleri ayrıştırılmıştır. Her bir çekirdeğin transfer fonksiyonu, ω 'ya bağlı olarak Maple yazılımı ile sembolik ve sayısal biçimde elde edilmiştir.

Analiz, farklı geometrik yapıların doğrusal olmayan tepki üzerindeki etkisini incelemek amacıyla dört farklı finger sayısı (10, 30, 50 ve 80) için tekrarlanmıştır. Her finger sayısına karşılık gelen küçük sinyal parametreleri (örneğin g_m , C_{gs} , R_{ds} , vb.) göz önünde bulundurularak transfer fonksiyonları yeniden hesaplanmış ve Volterra çekirdek fonksiyonları güncellenmiştir. Ardından, her bir yapı için IMD_1 , IMD_2 ve IMD_3 bileşenlerinin frekans tepkileri grafiksel olarak sunulmuştur.

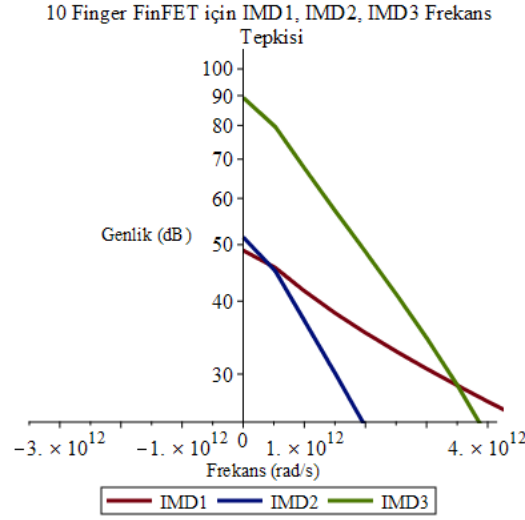
Özellikle finger sayısı arttıkça, lineer kazanç parametresi olan g_m değerinin yükseldiği, ancak doğrusal olmayan katsayılar olan g_{m2} ve g_{m3} 'ün de büyüyerek IMD_3 bileşenlerinde artışa neden olduğu gözlemlenmiştir. Bu durum, sistem tasarımında bir optimizasyon ihtiyacını da beraberinde getirmektedir. Zira yüksek finger sayısı kazancı artırırken, intermodülasyon distorsiyonunu da artırabilmektedir. Bu bağlamda, bu bölümde sunulan IMD analizleri, yalnızca teorik bir çerçeve sunmakla kalmayıp, aynı zamanda pratik tasarım kararları için önemli bir değerlendirme zemini oluşturmaktadır.

Sonraki alt başlıklarda, her bir finger sayısı için elde edilen IMD_1 , IMD_2 ve IMD_3 bileşenlerine ait grafikler ayrı ayrı sunulacak ve elde edilen bulgular ayrıntılı olarak yorumlanacaktır.

5.2.1 10 Finger değeri için FinFET IMD_1 IMD_2 VE IMD_3 analizi

Bu bölümde, 10 finger değerine sahip bir FinFET yapısı için doğrusal olmayan analiz yöntemi olan Volterra serisi temel alınarak IMD_1 , IMD_2 ve IMD_3 bileşenlerinin frekans tepkileri elde edilmiştir. Analiz, daha önce belirlenen g_{m1} , g_{m2} ve g_{m3} değerlerinin kullanıldığı sembolik çekirdek tanımları ile gerçekleştirilmiş ve frekans süpürmesi sonucunda genlik-tepki grafikleri çizdirilmiştir.

IMD analizleri sırasında elde edilen frekans cevabı grafiklerinde, IMD_1 , IMD_2 ve IMD_3 bileşenlerinin başlangıç genliklerinin birbirinden belirgin şekilde farklı olduğu gözlemlenmiştir. Ayrıca bileşenlerin frekans arttıkça gösterdiği sönüm karakteristikleri de farklılık göstermektedir.



Şekil 5.13. 10 Finger FinFET için IMD₁, IMD₂ ve IMD₃ frekans tepkisi başlangıç genlikleri

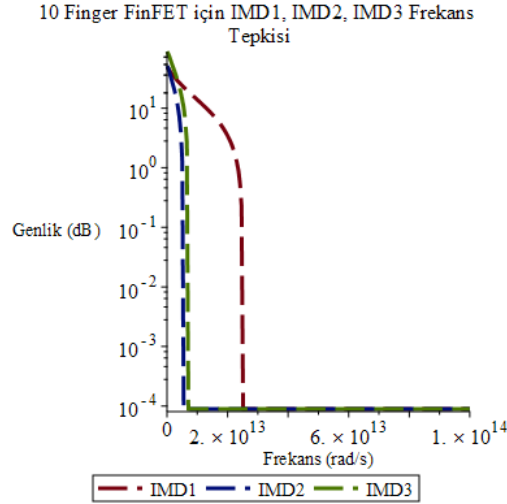
Başlangıç Genlikleri

Grafiklerde özellikle dikkat çeken bir durum, IMD₃ bileşeninin başlangıç genliğinin en yüksek olması, onu sırasıyla IMD₂ ve IMD₁ bileşenlerinin takip etmesidir. Bu durum ilk bakışta beklenmedik gibi görünse de, Volterra serisinin yapısı gereği oldukça doğaldır.

Çünkü:

- $IMD_1(\omega) = |H_1(\omega) \cdot U_1|$
- $IMD_2(\omega) = |H_2(\omega) \cdot U_1 \cdot U_2|$
- $IMD_3(\omega) = |H_3(\omega) \cdot U_1 \cdot U_2 \cdot U_3|$

şeklinde tanımlanır. Burada U_1 , U_2 , U_3 ' ün ne olarak belirlendiği önemli bir etkidir. Ayrıca $H_1(\omega)$, $H_2(\omega)$, $H_3(\omega)$ parametreleri de frekansa bağlı olmakla birlikte devredeki birçok parametrenin çeşitli matematiksel hesaplamalarla hesaplanıp sonunda $H_1(\omega)$, $H_2(\omega)$, $H_3(\omega)$ hesaplanmasında kullanılmasıyla elde edilmektedir.



Şekil 5.14. 10 Finger FinFET için IMD₁, IMD₂ ve IMD₃ frekans tepkisi

Sönüm Davranışları

Frekans arttıkça, her üç IMD bileşeni de genlik kaybı yaşamakta ve sönümlenmektedir. Ancak bu sönüm eş zamanlı ve eş eğilimli değildir. Elde edilen grafiklerde görüldüğü üzere:

- IMD₂ bileşeni en hızlı şekilde sönümlenmektedir.
- IMD₃ ise onu takip etmekte,
- IMD₁ bileşeni ise en yavaş sönümlenen bileşen olarak grafiklerde daha geniş frekans aralığında varlığını sürdürmektedir.

Bu durum, Volterra çekirdeklerinin frekansa duyarlılığını ve sistemin iç dinamiklerini yansıtır. H₂ ve H₃ gibi daha yüksek dereceli çekirdekler, yapılarında daha karmaşık frekans bileşenleri barındırdıkları için daha hızlı sönümleme eğilimindedirler. H₁ çekirdeği ise yalnızca lineer sistem davranışını temsil ettiğinden, daha geniş frekans aralığında sabit kalma eğilimindedir.

Şekil 5.14' te verilen logaritmik ölçekli grafik, her üç bileşenin geniş frekans aralığında nasıl sönümlendiğini, bileşenlerin başlangıç genliklerini daha rahat karşılaştırmak ve

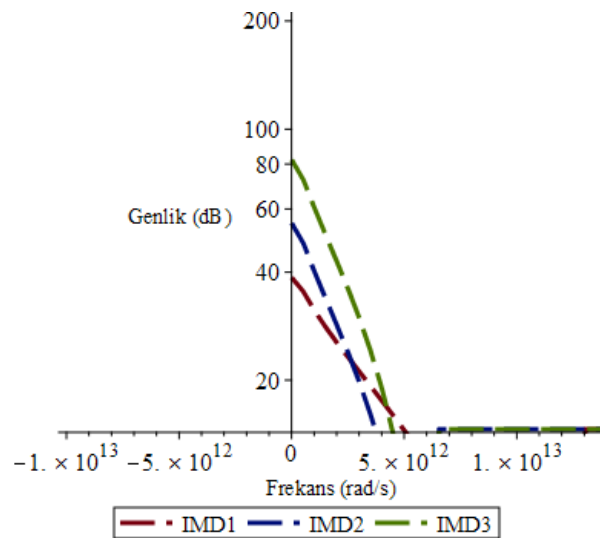
yüksek genlikli bölgedeki farkları vurgulamak amacıyla çizdirilmiştir. Bu grafik özellikle düşük genliklerdeki detayların gözlenmesi açısından kullanılmıştır.

10 finger FinFET yapısında gerçekleştirilen IMD analizleri, sistemin üçüncü dereceye kadar olan doğrusal olmayan davranışını açıkça ortaya koymuştur. Özellikle IMD_3 bileşeninin başlangıçta daha büyük olmasına rağmen IMD_2 'ye göre daha geç sönümlenmesi, sistemin giriş sinyali genlik çarpanları ve çekirdek yapılarının nasıl birlikte çalıştığını göstermektedir.

Bu bulgular, daha yüksek finger değerlerine geçildiğinde IMD bileşenlerinin frekans tepkilerinin nasıl değiştiğini anlamak açısından temel teşkil etmektedir.

5.2.2 30 Finger değeri için FinFET IMD_1 IMD_2 VE IMD_3 analizi

Bu bölümde, 30 finger'lı FinFET yapısı için gerçekleştirilmiş intermodülasyon distorsiyon (IMD) analizi sonuçları sunulmaktadır. Sistem Volterra serisinin birinci, ikinci ve üçüncü dereceden çekirdekleri (H_1 , H_2 , H_3) temel alınarak modellenmiş ve gm_1 , gm_2 , gm_3 değerleri üzerinden IMD_1 , IMD_2 ve IMD_3 bileşenlerinin frekans bağımlı genlik tepkileri hesaplanmıştır.



Şekil 5.15. 30 Finger FinFET için IMD_1 , IMD_2 ve IMD_3 frekans tepkisi

Başlangıç Genlikleri ve Finger Sayısına Etkisi

Şekil 5.15'te açıkça görüldüğü üzere, IMD_3 bileşeni başlangıçta en yüksek genliğe sahiptir ve onu sırasıyla IMD_2 ve IMD_1 bileşenleri takip etmektedir. Bu durum, Volterra modellemesinde her bir bileşenin giriş genlik katsayılarına bağlı olarak çarpan etkisi oluşturmasından kaynaklanmaktadır:

- $IMD_1 \propto H_1(\omega) \cdot U_1$
- $IMD_2 \propto H_2(\omega) \cdot U_1 \cdot U_2$
- $IMD_3 \propto H_3(\omega) \cdot U_1 \cdot U_2 \cdot U_3$

$U_1 = U_2 = U_3 = 1$ olacak şekilde sabitlenen giriş koşullarına rağmen, sistemin nonlineer yapısal özellikleri, IMD_3 'ü başlangıçta en baskın bileşen haline getirmiştir. Bu, FinFET yapısının belirli çalışma koşullarında üçüncü dereceden distorsiyonlara karşı daha duyarlı olduğunu göstermektedir. 30 finger durumunda, g_m değeri ve kapasite elemanlarının finger sayısı ile orantılı olarak büyümesi, çekirdek genliklerini artırmakta ve bunun sonucunda IMD bileşenlerinin başlangıç değerlerini yükseltmektedir.

Frekansa Bağlı Sönümlenme Davranışı

Grafikte dikkat çeken bir başka özellik, IMD bileşenlerinin sönümlenme eğilimleri ve hızlarıdır:

- IMD_2 bileşeni en hızlı şekilde düşüş göstermektedir.
- IMD_3 bileşeni orta hızda sönümlenmekte,
- IMD_1 bileşeni ise daha yavaş bir azalma göstermektedir.

Bu durum sistemin frekans cevabının, her bir Volterra çekirdeğinin yapısına ve içerdiği frekans bileşenlerinin büyüklüğüne bağlı olarak farklılaştığını ortaya koyar. Özellikle H_2

ve H_3 çekirdekleri daha yüksek mertebeden türev ve çarpım içerdiğinden, daha fazla yüksek frekans bileşeni içerirler ve bu nedenle daha hızlı zayıflamaya maruz kalırlar.

Bu analiz sonucunda şu önemli gözlemler elde edilmiştir:

- IMD_3 , IMD_2 'den daha yüksek genlikte başlamakta, ancak daha geniş bir frekans aralığında varlığını sürdürmektedir.
- IMD_2 ise daha dar bir bantta etkili olmakta ve daha hızlı sönümlenmektedir.
- IMD_1 'in genliği daha düşük başlamakla birlikte daha geç sönümlenmesi, lineer bileşenin sistemin yüksek frekans performansında baskın olduğunu göstermektedir.

Bu bulgular, nonlinear distorsiyon etkilerinin sadece genlik büyüklüğüyle değil, aynı zamanda frekans spektrumuna yayılımıyla da değerlendirilmesi gerektiğini ortaya koymaktadır. 30 finger değerine sahip FinFET yapısında, IMD analizleri, parazit sinyallerin karakteristiğini ayrıntılı şekilde ortaya koymuş ve bu yapıdaki sistemin özellikle IMD_3 açısından dikkatli bir şekilde tasarlanması gerektiğini göstermiştir. İleri frekanslarda da IMD_3 etkisinin baskın olarak kalabilmesi, güç seviyesine ve frekans bandına bağlı olarak sinyal bütünlüğü açısından önemli ipuçları sağlamaktadır.

5.2.3 50 Finger değeri için FinFET IMD_1 IMD_2 VE IMD_3 analizi

Bu bölümde, 50 finger'lı FinFET yapısı için elde edilen IMD_1 , IMD_2 ve IMD_3 bileşenlerinin frekans tepkisi analiz edilmiştir. Giriş sinyali genlikleri $U_1=U_2=U_3=1$ olarak sabitlenmiş, böylece yalnızca sistemin yapısal parametrelerine dayalı intermodülasyon distorsiyonu davranışı gözlemlenmiştir.

Aşağıdaki grafikte, 50 finger'lı FinFET yapısı için IMD_1 , IMD_2 ve IMD_3 bileşenlerinin frekanslara bağlı olarak genlik (dB) değerlerindeki değişimi logaritmik ölçekte sunulmuştur.

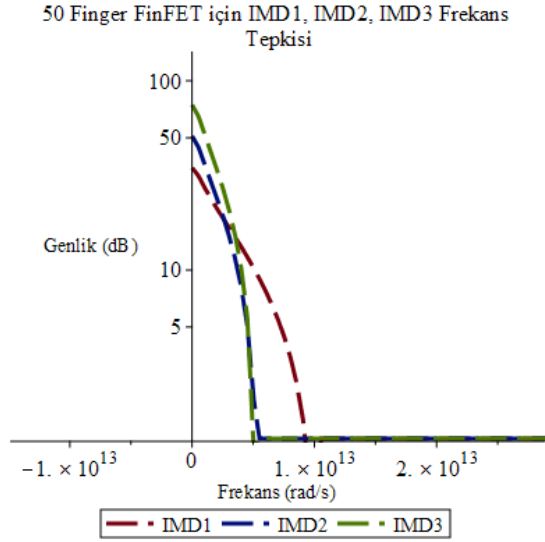
Şekil 5.16'da:

- IMD_1 (kırmızı kesikli çizgi), IMD_2 (mavi kesikli çizgi) ve IMD_3 (yeşil kesikli çizgi) bileşenlerinin frekansa bağlı genlik davranışı gösterilmiştir.
- Düşük frekanslarda tüm bileşenler benzer seviyelerde başlamakta; ancak frekans arttıkça her biri belirgin şekilde sönümlenmektedir.

Analiz ve Yorum:

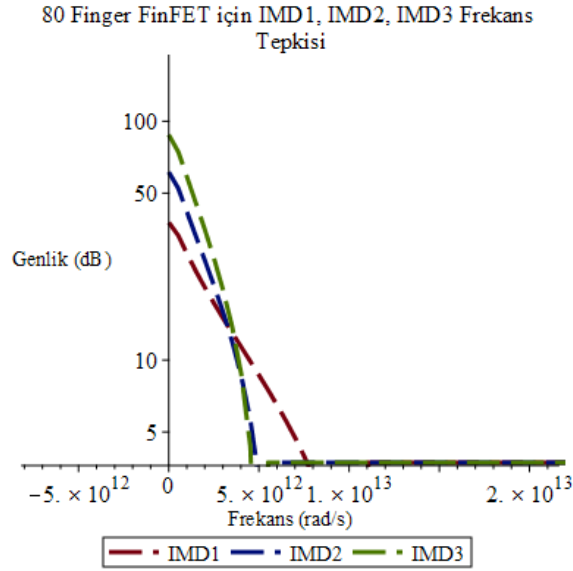
- Grafik incelendiğinde, IMD_3 bileşeni diğer bileşenlerden daha yüksek bir genlikle başlamaktadır. Bu durum, üçüncü dereceden nonlinear etkilerin bu yapıdaki katkısının güçlü olduğunu göstermektedir.
- IMD_2 bileşeni, orta düzeyde bir genlikle başlamakta ve IMD_3 'e kıyasla daha erken sönümlenmektedir. Bu, ikinci dereceden nonlinear etkilerin sınırlı bir frekans aralığında etkin olduğunu gösterir.
- IMD_1 bileşeni ise frekans spektrumunda en düşük genlik seviyesine sahip olup, yüksek frekanslarda en son sönümlenen bileşendir. Bu davranış, lineer bileşenin daha geniş frekans aralığında dayanıklılığını koruduğunu gösterir.

Sonuç olarak, 50 finger'lı FinFET yapısında üçüncü dereceden nonlinearlik etkisi (IMD_3) daha belirgin olup, yüksek frekanslara çıkıldıkça tüm IMD bileşenlerinin genliği hızlıca azalmaktadır. Bu durum, sistemin yüksek frekansta intermodülasyon distorsiyonlarına karşı daha dirençli hale geldiğini, ancak aynı zamanda üçüncü derece distorsiyonların düşük frekansta baskın olduğunu göstermektedir.



Şekil 5.16. 50 Finger FinFET için IMD₁,IMD₂ ve IMD₃ frekans tepkisi

5.2.4 80 Finger değeri için FinFET IMD₁ IMD₂ VE IMD₃ analizi



Şekil 5.17. 80 Finger FinFET için IMD₁,IMD₂ ve IMD₃ frekans tepkisi

Bu bölümde, 80 finger'lı FinFET yapısına ait üçüncü dereceye kadar intermodülasyon distorsiyon (IMD) bileşenlerinin frekans bağımlı genlik tepkisi analiz edilmiştir. Önceki analizlerde olduğu gibi, tüm giriş sinyali genlikleri $U_1=U_2=U_3=1$ alınarak parametre etkilerinin izole edilmesi hedeflenmiştir.

Şekil 5.17'ye göre:

- IMD_1 (kırmızı kesikli çizgi), IMD_2 (mavi kesikli çizgi) ve IMD_3 (yeşil kesikli çizgi) bileşenlerinin frekansa bağlı olarak dB cinsinden genlikleri grafik üzerinde gösterilmiştir.
- IMD_3 bileşeni düşük frekanslarda en yüksek genlik değerine sahiptir. IMD_2 onu takip ederken, IMD_1 en düşük seviyede başlamaktadır.
- Tüm bileşenler frekans arttıkça hızlı şekilde sönümlenmekte ve belirli bir frekanstan sonra etkisiz hale gelmektedir.

Analiz ve Yorum:

- IMD_3 bileşeninin başlangıçtaki yüksek genliği, sistemde üçüncü dereceden nonlinear etkilerin baskın olduğunu göstermektedir. Bu durum, FinFET'in parazitik etkiler ve yük bağımlı nonlinear iletkenlik gibi karakteristiklerinden kaynaklanabilir.
- IMD_2 bileşeni, IMD_3 'e göre daha düşük genlikte olsa da yine belirgin bir çıkış göstermekte ve orta frekans aralığında hızlıca sönümlenmektedir.
- IMD_1 bileşeni, en düşük genlikte başlamakta ancak frekans aralığı boyunca diğer bileşenlere göre daha geç sönümlenmektedir. Bu, sistemin temel lineer bileşeninin yüksek frekanslarda bile katkı sağladığını gösterir.

Sonuç olarak, 80 finger'lı FinFET yapısında da, önceki yapılarda gözlemlenen genel IMD davranış eğilimi korunmuştur. Ancak, finger sayısının artmasıyla birlikte üçüncü derece nonlinear etkiler daha da belirgin hale gelmiştir. Bu durum, cihazın geometrisinin (örneğin finger sayısının) artmasının intermodülasyon distorsiyona olan etkisini açıkça göstermektedir. Tasarımcılar açısından bu durum, finger sayısındaki artışın IMD performansı üzerindeki olası olumsuz etkilerine karşı dikkatli olunması gerektiğini ortaya koymaktadır.

5.2.5. Farklı finger sayılarındaki IMD analizlerinin genel karşılaştırması

Bu bölümde, 10, 30, 50 ve 80 finger'lı FinFET yapıları için elde edilen IMD₁, IMD₂ ve IMD₃ bileşenlerinin frekans tepkileri karşılaştırmalı olarak analiz edilmiştir. Her bir yapı için Volterra serisi üzerinden hesaplanan çekirdek fonksiyonlar kullanılarak elde edilen IMD grafiklerinde, tüm analizlerde giriş sinyal genlikleri eşit alınmış ($U_1=U_2=U_3=1$), böylece finger sayısının intermodülasyon distorsiyona etkisi izole edilmiştir.

Çizelge 5.1. Farklı finger sayılarına göre IMD analizi başlangıç genlikleri

Finger Sayısı	IMD ₁ (dB)	IMD ₂ (dB)	IMD ₃ (dB)
10	48	52	82
30	39	58	78
50	47	51	75
80	47	53	80

Başlıca Gözlemler:

- Başlangıç Genlikleri:** Finger sayısı arttıkça, hem IMD₁ hem de IMD₂ ve IMD₃ bileşenlerinin başlangıç genliklerinde belirgin bir artış gözlemlenmiştir. Özellikle IMD₃ bileşeni, tüm yapı türlerinde en yüksek başlangıç genliğine sahip olup, nonlinear etkilerin şiddetini doğrudan yansıtmaktadır.
- Sönümleme Eğilimi:** IMD₂ bileşeni, IMD₃'ten daha erken sönümlenme eğilimindedir. IMD₁ ise genlik açısından en düşük seviyede başlamasına rağmen frekans spektrumunda daha uzun süre varlığını sürdürmektedir. Bu, sistemin lineer kısmının frekansa bağlı dayanıklılığını göstermektedir.
- Finger Sayısının Etkisi:** Finger sayısındaki artış, özellikle IMD₃ bileşeninin genliğini artırmakta ve bu bileşenin sistem çıkışındaki baskınlığını güçlendirmektedir. Bu durum, FinFET yapısının geometrisinin, özellikle nonlinear transfer fonksiyonuna olan katkısının arttığını ortaya koymaktadır.

- **Genel Davranış Sürekliliği:** Tüm finger sayılarında benzer davranış eğilimleri gözlemlenmiş, yani $IMD_3 > IMD_2 > IMD_1$ genlik sıralaması korunmuştur. Ancak artan finger sayısı ile bu fark daha belirgin hale gelmiştir.

Tasarımcılar Açısından Önemi:

Bu karşılaştırmalı analiz, FinFET cihazlarının intermodülasyon distorsiyon performansının, sadece devre parametrelerine değil aynı zamanda fiziksel geometriye de ciddi şekilde bağlı olduğunu göstermektedir. Finger sayısındaki artış, daha yüksek akım taşıma kapasitesi gibi avantajlar sunsa da, IMD_3 başta olmak üzere distorsiyon bileşenlerini artırabilmektedir. Bu nedenle, özellikle RF ve yüksek doğruluk gerektiren analog uygulamalarda finger sayısı seçimi yapılırken sadece DC performans değil, aynı zamanda IMD karakteristikleri de dikkate alınmalıdır.

6. SONUÇ

Bu tez çalışmasında, farklı parmak (finger) sayılarına sahip FinFET (Fin Field Effect Transistor) yapılarının doğrusal olmayan davranışları, çok tonlu sinyal girişleri altında teorik olarak incelenmiş ve sistem yanıtında oluşan intermodülasyon distorsiyon (IMD) bileşenleri detaylı şekilde analiz edilmiştir. Çalışmada temel olarak Volterra serisi genişlemesine dayalı bir yaklaşım benimsenmiş ve FinFET'in küçük sinyal eşdeğer devresi üzerinden birinci (H_1), ikinci (H_2) ve üçüncü (H_3) dereceden Volterra çekirdek fonksiyonları sembolik olarak elde edilmiştir. Bu çekirdek fonksiyonları kullanılarak IMD1, IMD2 ve IMD3 bileşenlerinin frekansa bağlı genlikleri hesaplanmış ve grafiksel olarak sunulmuştur.

Yapılan analizler sonucunda, finger sayısının FinFET'in doğrusal olmayan davranışına etkisi açıkça gözlemlenmiştir. Özellikle 10, 30, 50 ve 80 finger değerlerine göre yapılan karşılaştırmalarda, finger sayısının artması ile birlikte hem çekirdek fonksiyonların büyüklüğünde hem de IMD bileşenlerinin genliklerinde anlamlı bir artış meydana geldiği görülmüştür. Bu durum, kanal genişliğinin artmasıyla birlikte transistörün transkonduktans katsayısında ve kapasitansta meydana gelen artışlarla ilişkilidir. Özellikle g_{m3} katsayısının büyümesi, üçüncü dereceden doğrusal olmayan etkilerin (IMD₃) sistem yanıtında baskın hale gelmesine neden olmuştur.

Çalışmada elde edilen grafikler, IMD₁'in sistemin lineer bileşeni olduğunu ve genellikle en düşük bozulma ile en geç sönümlenen bileşen olduğunu ortaya koymuştur. Buna karşın, IMD₂ ve IMD₃ bileşenleri frekans arttıkça daha hızlı sönümlenmekte, ancak başlangıç genlikleri açısından IMD₃'ün IMD₂'den daha yüksek olduğu birçok durumda gözlemlenmiştir. Bu durum, IMD₃'ün yalnızca üçüncü derece Volterra çekirdeği ile değil, aynı zamanda g_{m3} değerinin etkisiyle güçlenmiş olmasından kaynaklanmaktadır. Diğer bir ifadeyle, sistemde baskın olan doğrusal olmayan etki üçüncü dereceye karşılık gelmektedir ve bu da RF uygulamaları açısından IMD₃ analizini kritik hâle getirmektedir.

Ayrıca, çekirdek fonksiyonların frekansla değişimi incelendiğinde, her finger yapısı için farklı sönüm frekanslarında IMD bileşenlerinin zayıfladığı belirlenmiştir. Sönüm frekansları, sistemin karakteristik frekans yanıtı ile ilişkilendirilmiş ve frekans arttıkça

enerji içeriğinin belirli noktalarda hızla düştüğü gösterilmiştir. Bu durum, devre parametreleri (özellikle C_{gs} , R_{ds} , g_m) ile doğrudan ilişkilidir.

Sonuç olarak, bu tez çalışması, çok tonlu giriş altında çalışan FinFET transistörlerin doğrusal olmayan davranışlarını teorik olarak açıklamakta ve IMD bileşenleri üzerinden sistemin performansını değerlendirmektedir. Özellikle 50 ve 80 finger gibi daha geniş yapılarla elde edilen sonuçlar, yüksek performanslı RF tasarımlarda dikkatle incelenmesi gereken doğrusal olmayan etkileri ortaya koymaktadır. Bu bağlamda, Volterra çekirdeklerinin ayrı ayrı değerlendirilmesi, IMD analizinde önemli bir araç sunmuş ve bu yöntem ileride farklı transistor teknolojilerine (GAAFET, SOI, vb.) de kolaylıkla uyarlanabilecek potansiyele sahip olduğunu göstermiştir.

7. KAYNAKÇA

- Appenzeller, J., Knoch, J., Martel, R., Derycke, V., Wind, S. J., & Avouris, P. (2003). Carbon nanotube electronics. *IEEE transactions on nanotechnology*, 1(4), 184-189.
- Bardeen, J., & Brattain, W. H. (1948). The transistor, a semi-conductor triode. *Physical Review*, 74(2), 230.
- Barrett, B. (2017). An IBM breakthrough ensures silicon will keep shrinking. In: Wired.
- Bloch, F. (1929). Über die quantenmechanik der elektronen in kristallgittern. *Zeitschrift für physik*, 52(7), 555-600.
- Boyd, S., Chua, L. O., & Desoer, C. A. (1984). Analytical foundations of Volterra series. *IMA Journal of Mathematical Control and Information*, 1(3), 243-282.
- Braun, F. (1875). Ueber die stromleitung durch schwefelmetalle. *Annalen der Physik*, 229(12), 556-563.
- Chang, K. (2004). *RF and microwave wireless systems*. John Wiley & Sons.
- Cripps, S. C. (2006). *RF power amplifiers for wireless communications* (Vol. 250). Artech house Norwood, MA.
- Crupi, G., Schreurs, D., Parvais, B., Caddemi, A., Mercha, A., & Decoutere, S. (2006). Scalable and multibias high frequency modeling of multi-fin FETs. *Solid-state electronics*, 50(11-12), 1780-1786.
- Crupi, G., Schreurs, D. M. P., & Caddemi, A. (2008). On the small signal modeling of advanced microwave FETs: A comparative study. *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering: Co-sponsored by the Center for Advanced Manufacturing and Packaging of Microwave, Optical, and Digital Electronics (CAMPmode) at the University of Colorado at Boulder*, 18(5), 417-425.
- Drozdovski, N. V., & Caverly, R. H. (2002). GaN-based high electron-mobility transistors for microwave and RF control applications. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 50(1), 4-8. <https://doi.org/10.1109/22.981235>
- Fager, C., Andersson, K., & Ferndahl, M. (2011). Uncertainties in small-signal equivalent circuit modeling. *Nonlinear Transistor Model Parameter Extraction Techniques*, 86-122.
- Faraday, M. (1832). V. Experimental researches in electricity. *Philosophical transactions of the Royal Society of London*(122), 125-162.
- Farhana, S. (2020). Design of carbon nanotube field effect transistor (CNTFET) small signal model. *International Journal of Electrical and Computer Engineering (IJECE)*, 10(1), 180-187.
- Fukui, H. (1979). Design of microwave GaAs MESFET's for broad-band low-noise amplifiers. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 27(7), 643-650.
- Gibiino, G. P. (2016). *Nonlinear Characterization and Modeling of Radio-Frequency Devices and Power Amplifiers with Memory Effects*
- Gonzalez, G. (1997). *Microwave transistor amplifiers: analysis and design* (Vol. 2). Prentice hall New Jersey.

- Gökrem, L. (2009). *Yüksek elektron hareketli transistör (high electron mobility transistor, HEMT) distorsiyon analizi* Doktora Tezi, Gazi Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü].
- Hisamoto, D., Lee, W. C., Kedzierski, J., Takeuchi, H., Asano, K., Kuo, C., Anderson, E., King, T. J., Bokor, J., & Hu, C. (2000). FinFET—a self-aligned double-gate MOSFET scalable to 20 nm. *IEEE Transactions on Electron Devices*, 47(12), 2320-2325. <https://doi.org/10.1109/16.888208>
- Hoerni, J. (1960). Planar silicon diodes and transistors. 1960 International Electron Devices Meeting,
- HunJung, Y., ManKang, I., & Cho, S. (2019). Microwave analysis of SiGe heterojunction double-gate tunneling field-effect transistor through its small-signal equivalent circuit. *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*. <https://doi.org/10.1002/mmce.21678>
- Javey, A., Guo, J., Wang, Q., Lundstrom, M., & Dai, H. (2003). Ballistic carbon nanotube field-effect transistors. *nature*, 424(6949), 654-657.
- Kamal, K. Y. (2022). The Silicon Age: Trends in Semiconductor Devices Industry. *Journal of Engineering Science & Technology Review*, 15(1).
- Karimi, K., Fardoost, A., & Javanmard, M. (2024). Comprehensive Review of FinFET Technology: History, Structure, Challenges, Innovations, and Emerging Sensing Applications. *Micromachines*, 15(10), 1187.
- Lau, M. C. (1997). *Small signal equivalent circuit extraction from a gallium arsenide MESFET device* Virginia Tech].
- Leach, W. M. (2008). *The JFET*. Georgia Institute of Technology. <https://leachlegacy.ece.gatech.edu/ece3050/notes/jfet/thejfet.pdf>
- Lee, H.-J., Rami, S., Ravikumar, S., Neeli, V., Phoa, K., Sell, B., & Zhang, Y. (2018). Intel 22nm FinFET (22FFL) process technology for RF and mm wave applications and circuit design optimization for FinFET technology. 2018 IEEE International Electron Devices Meeting (IEDM),
- Millman, J. (1967). *Electronic Devices and Circuits [by] Jacob Millman [and] Christos C. Halkias*. McGraw-Hill.
- Neamen, D. (2003). *Semiconductor Physics And Devices*. McGraw-Hill Education. <https://books.google.com.tr/books?id=9oEifMuMAVsC>
- Pickard, G. W. (1906). Means for receiving intelligence communicated by electric waves. In: Google Patents.
- Pozar, D. M. (2012). Microwave engineering. *Fourth Editions*, University of Massachusetts at Amherst, John Wiley & Sons, Inc, 26-30.
- Raab, F. H., Asbeck, P., Cripps, S., Kenington, P. B., Popovic, Z. B., Potheary, N., Sevic, J. F., & Sokal, N. O. (2002). Power amplifiers and transmitters for RF and microwave. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 50(3), 814-826.
- Schetzen, M. (2006). *The Volterra and Wiener theories of nonlinear systems*. Krieger Publishing Co., Inc.
- Seabaugh, A. C., & Zhang, Q. (2010). Low-voltage tunnel transistors for beyond CMOS logic. *Proceedings of the IEEE*, 98(12), 2095-2110.
- Sedra, A., Smith, K., Carusone, T. C., & Gaudet, V. (2020). Microelectronic circuits 8th edition. *Chapter, 14*, 1235-1236.
- Sedra, A. S., & Smith, K. C. (2014). *Microelectronic Circuits* (7th ed.). Oxford University Press.

- Shockley, W. (1949). The Theory of p-n Junctions in Semiconductors and p-n Junction Transistors. *Bell system technical journal*, 28(3), 435-489.
- Sze, S. (1985). DEVICES,“. *Semiconductor Physics and technology*.
- Taur, Y., & Ning, T. H. (2021). *Fundamentals of modern VLSI devices*. Cambridge university press.
- Teal, G. K., & Buehler, E. (1952). Growth of silicon single crystals and of single crystal silicon pn junctions. *Phys. Rev*, 87(1), 190.
- Teal, G. K., & Little, J. B. (1950). Growth of germanium single crystals. *Physical Review*,
- Wambacq, P., & Sansen, W. M. C. (2013). *Distortion Analysis of Analog Integrated Circuits*. Springer US. <https://books.google.com.tr/books?id=FbzVBwAAQBAJ>
- Wilson, A. H. (1931). The theory of electronic semi-conductors. *Proceedings of the Royal Society of London. Series A, Containing Papers of a Mathematical and Physical Character*, 133(822), 458-491.
- Xiong, X. Y., Jiang, L. J., Schutt-Ainé, J. E., & Chew, W. C. (2016). Volterra series-based time-domain macromodeling of nonlinear circuits. *IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology*, 7(1), 39-49.
- Ye, P., Ernst, T., & Khare, M. V. (2019). The last silicon transistor: Nanosheet devices could be the final evolutionary step for Moore's Law. *IEEE Spectrum*, 56(8), 30-35. <https://doi.org/10.1109/MSPEC.2019.8784120>